

# Universidad de Alcalá

## Escuela Politécnica Superior

### Grado en Ingeniería en Electrónica y Automática Industrial

#### Trabajo Fin de Grado

Aplicación de técnicas de diseño Quantitative  
Feedback Theory al control de convertidores  
electrónicos de potencia

ESCUELA POLITECNICA  
SUPERIOR

**Autor:** José Manuel del Toro Zarza

**Tutor:** Santiago Cóbreces Álvarez

2015



UNIVERSIDAD DE ALCALÁ  
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

**Grado en Ingeniería en Electrónica y Automática  
Industrial**

**Trabajo Fin de Grado**

**Aplicación de técnicas de diseño Quantitative  
Feedback Theory al control de convertidores  
electrónicos de potencia**

Autor: José Manuel del Toro Zarza

Directores: Santiago Cóbreces Álvarez, Jorge Pérez Morales

**Tribunal:**

**Presidente:** D. Emilio Bueno Peña

**Vocal 1º:** D. Alejandro Martínez Arribas

**Vocal 2º:** D. Santiago Cóbreces Álvarez

Calificación: .....

Fecha: .....





# Agradecimientos y Dedicatoria

A mis padres José Manuel y María Jesús,  
a mi hermano Félix,  
a mi novia Cristina,  
y a mi perro Chico.

*“Acepta los retos de modo que puedas sentir la emoción de la victoria”.* George Patton.



# Parte I

## ÍNDICES



# Índice general

<b>I</b>	<b>ÍNDICES</b>	<b>7</b>
<b>II</b>	<b>RESÚMENES</b>	<b>19</b>
<b>III</b>	<b>LISTAS</b>	<b>27</b>
<b>IV</b>	<b>MEMORIA</b>	<b>33</b>
<b>1.</b>	<b>Introducción</b>	<b>35</b>
1.1.	Introducción . . . . .	35
1.2.	Planteamiento . . . . .	36
1.3.	Objetivos . . . . .	37
1.4.	Organización de la memoria . . . . .	38
<b>2.</b>	<b>Fundamentos Teóricos</b>	<b>39</b>
2.1.	Introducción a la Rectificación Activa basada en la Topología VSC . . . . .	39
2.1.1.	Introducción . . . . .	39
2.1.2.	Representación de variables trifásicas . . . . .	41
2.1.3.	Modelado de circuitos estacionarios en ejes $\alpha\beta$ . . . . .	43
2.1.4.	Lazo interno: Control de corriente . . . . .	44
2.1.5.	Lazo externo: Control de tensión . . . . .	46
2.1.6.	Sincronización con la red eléctrica, bloque Sync . . . . .	48
2.2.	Revisión de Otras Técnicas Clásicas de Diseño . . . . .	49
2.2.1.	Introducción . . . . .	49
2.2.2.	Criterio de estabilidad de Nyquist . . . . .	50
2.2.3.	Margen de fase y de ganancia . . . . .	51
2.2.4.	Funciones de transferencia en lazo cerrado . . . . .	52
2.3.	Técnica Clásica QFT . . . . .	54
2.3.1.	Introducción . . . . .	54
2.3.2.	Carta de Nichols . . . . .	55
2.3.3.	Especificaciones de estabilidad relativa . . . . .	57
2.3.4.	Especificaciones de tracking DC . . . . .	59
2.3.5.	Especificaciones ante perturbaciones DC . . . . .	60
2.3.6.	Conformado del controlador $C(s)$ : Composición de Bounds . . . . .	62
2.4.	Diseño del controlador en tiempo discreto . . . . .	64
2.4.1.	Introducción . . . . .	64

2.4.2.	Preparación de la planta $P'(w)$	66
2.4.3.	Conformado del controlador $C(z)$ . Especificaciones en el dominio $w$	66
2.5.	Especificaciones Moduladas	67
2.6.	Conclusiones	69
<b>3.</b>	<b>Diseño del Controlador en Tiempo Discreto</b>	<b>71</b>
3.1.	Análisis de la planta	71
3.1.1.	Planta en el dominio $s$ , continuo	71
3.1.2.	Planta en el dominio $z$ , discreto y $w$	74
3.2.	Análisis del feedforward imperfecto	75
3.3.	Objetivos y especificaciones	78
3.3.1.	Especificación de robustez, estabilidad relativa	78
3.3.2.	Especificación de tracking	79
3.3.3.	Especificación ante perturbaciones	79
3.4.	Diseño Razonado en el Dominio $w$	81
3.5.	Análisis de la planta controlada en el dominio $w$ y $z$	88
3.6.	Controlador discreto en VVEE	92
3.7.	Aspectos relacionados con la implementación en la plataforma	93
3.7.1.	Arranque suave	94
3.7.2.	Generación automática de código	94
3.8.	Conclusiones	95
<b>4.</b>	<b>Verificación del Diseño</b>	<b>97</b>
4.1.	Simulaciones	98
4.1.1.	Arranque con DC-BUS controlado externamente	98
4.1.2.	Respuesta ante un cambio de referencia de corriente con DC-BUS controlado externamente	98
4.1.3.	Respuesta ante un quinto armónico en la tensión de red con DC-BUS controlado externamente	100
4.1.4.	Respuesta ante un cambio de potencia reactiva	101
4.1.5.	Respuesta ante un cambio de carga, cambio de potencia activa	101
4.1.6.	Respuesta ante un hueco equilibrado en la tensión de red	103
4.2.	Experimentos sobre la planta real	103
4.2.1.	Arranque	105
4.2.2.	Respuesta ante un cambio de potencia reactiva	107
4.2.3.	Respuesta ante un cambio de carga, cambio de potencia activa	107
4.2.4.	Respuesta ante un quinto armónico en la tensión de red	110
4.2.5.	Respuesta ante un hueco equilibrado en la tensión de red. Secuencia negativa	110
4.3.	Conclusiones	112
<b>5.</b>	<b>Conclusiones y Líneas Futuras</b>	<b>113</b>
5.1.	Conclusiones	113
5.2.	Líneas futuras	113

---

<b>V</b>	<b>PRESUPUESTO</b>	<b>115</b>
<b>VI</b>	<b>ANEXOS</b>	<b>119</b>
A. Función:	<code>generate_qft_cont</code>	121
B. Código:	<code>qft.c</code>	127
C. Código:	<code>qft.h</code>	131
<b>VII</b>	<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	<b>133</b>





# Índice de figuras

1.1. Aumento en la potencia instalada en MW de sistemas eólicos y solares fotovoltaicos en España entre el año 2005 y 2012 según el Centro de Investigaciones Energéticas, Medioambientales y Tecnológicas, CIEMAT. . . . .	35
1.2. Convertidor VSC trifásico. . . . .	36
1.3. Diagrama general de control de un VSC conectado a la red. . . . .	37
2.1. Balance energético, rectificación activa basada en un VSC trifásico. . . . .	40
2.2. Estructura fundamental de control de un VSC trifásico balanceado con filtro tipo L conectado a la red. . . . .	41
2.3. Diferentes sistemas de coordenadas ejes $abc$ , ejes estacionarios $\alpha\beta$ y ejes síncronos $dq$ . . . . .	42
2.4. Circuito resistivo equivalente en coordenadas estacionarias $\alpha\beta$ . . . . .	44
2.5. Circuito inductivo equivalente en coordenadas estacionarias $\alpha\beta$ . . . . .	44
2.6. VSC promediado . . . . .	45
2.7. VSC promediado en ejes $\alpha\beta$ y planta considerada en el lazo interno de corriente. . . . .	45
2.8. Esquema del control de corriente con pre-compensación de la tensión de red, feedforward. . . . .	46
2.9. Balance de potencias en un VSC trifásico conectado a la red. . . . .	46
2.10. Modelo equivalente lineal de la planta que se utilizara para el control de tensión. . . . .	47
2.11. Esquema de control de tensión. . . . .	47
2.12. Esquema del control de potencia utilizado para generar las referencias de corriente utilizadas en el lazo interno. . . . .	47
2.13. Sincronización trifásica . . . . .	48
2.14. Esquema intuitivo de la función de un PLL. . . . .	49
2.15. Esquema de control, PLL trifásico. . . . .	49
2.16. Esquema de control considerado. . . . .	49
2.17. Diagrama de Nyquist del ejemplo ilustrativo con $L(s)$ igual a (2.5). . . . .	50
2.18. Margen de fase y de ganancia sobre el diagrama de Nyquist. . . . .	51
2.19. Situación en la que teniendo dos sistemas con el mismo MF y MG se tiene una robustez diferente. Siendo el primero de ellos más robusto que el segundo. . . . .	52
2.20. Magnitud en el diagrama de Bode, $T(s)$ . . . . .	53
2.21. Magnitud en el diagrama de Bode, $L(s)$ . . . . .	53
2.22. Magnitud en el diagrama de Bode, $S(s)$ . . . . .	54
2.23. Esquema de control considerado para explicar la técnica de control QFT. . . . .	55

2.24. Ejemplo de diseño en la carta de Nichols para referencias constantes, con plantilla sobre $ T(s) $ . . . . .	56
2.25. Template de la planta para una frecuencia determinada en ejes cartesianos. . . . .	57
2.26. Estabilidad relativa trasladada a la carta de Nichols con plantilla sobre $ T(s) $ . Donde $ T(s) _{max}$ no debe ser superior a 1.43dB. . . . .	58
2.27. Respuesta ante un escalón unitario, $u(s)$ , de un sistema imaginario, $T_i(s)$ que se encuentra entre dos respuestas ante la misma referencia que representan los límites deseados de la misma. . . . .	59
2.28. Diagramas de Bode, de $T_{Ru}(s)$ y de $T_{Rl}(s)$ donde a altas frecuencias se permite mayor variabilidad de la planta. . . . .	61
2.29. Respuesta ante un escalón unitario, $u(s)$ , de $T_{Ru}(s)$ y de $T_{Rl}(s)$ con el mismo tiempo de establecimiento, 2s, pero con un coeficiente de amortiguamiento diferente. . . . .	61
2.30. Respuesta ante una perturbación tipo escalón unitario, con $h=18$ rad/s y tiempo de atenuación de 60 ms, $S_i(s)$ . . . . .	63
2.31. Respuesta ante una perturbación tipo escalón unitario, con $h=4000$ rad/s y tiempo de atenuación de 60 ms, $S'_i(s)$ . . . . .	63
2.32. Composición de bounds abiertos. Dando como resultado $B_O(s)$ . . . . .	63
2.33. Composición de bounds cerrados. Dando como resultado $B_O(s)$ . . . . .	64
2.34. Planta sin controlar en la carta de Nichols para dos frecuencias determinadas, $w_x$ e $w_y$ . . . . .	65
2.35. Planta controlada en la carta de Nichols para dos frecuencias determinadas, $w_x$ e $w_y$ . . . . .	65
2.36. Esquema de control discreto considerado. . . . .	65
2.37. Esquema de diseño de un controlador discreto . . . . .	66
2.38. Respuesta ante un escalón unitario de $T_R(s)$ (azul) y de una sinusoidal de 10Hz de $T_{RAC}(s)$ (magenta). Comparación entre la respuesta sin modular y la respuesta modulada. . . . .	68
2.39. Diagrama de Bode de $T_R(s)$ (azul) y de $T_{RAC}(s)$ (verde). Comparación entre la respuesta sin modular y la respuesta modulada. . . . .	68
3.1. VSC promediado . . . . .	72
3.2. VSC promediado en ejes $\alpha\beta$ y planta considerada en el lazo interno de corriente. . . . .	72
3.3. Esquema del control de corriente con pre-compensación de la tensión de red, feedforward. . . . .	73
3.4. Esquema control de corriente con la planta normalizada. . . . .	73
3.5. Planta en los diferentes dominios. . . . .	74
3.6. Diagrama de Bode de $P'(w)$ y de $P(s)$ para $L=6.8$ mH, donde se aprecia que la única diferencia entre ambas plantas son los ceros de fase no mínima. . . . .	75
3.7. Diagrama de Bode que representa la variabilidad de $P'(w)$ en función de la inductancia, $L$ . . . . .	76
3.8. Templates de $P'(w)$ en la carta de Nichols para unas frecuencias determinadas en función de la inductancia, $L$ . . . . .	76
3.9. Retardo en el feedforward de $\frac{3T_s}{2}$ . . . . .	77
3.10. Efecto del feedforward imperfecto cuando la red es ideal. . . . .	77
3.11. Efecto del feedforward imperfecto cuando la red presenta un quinto armónico de magnitud igual a una quinta parte del fundamental. . . . .	78

3.12. Diagrama de Bode de los márgenes de tracking en la aplicación de estudio.	80
3.13. Márgenes de respuesta al tracking ante una referencia sinusoidal de 60Hz y amplitud 1. . . . .	80
3.14. Bounds resultantes de la composición, $B_O(s)$ , para los cuales se diseña. . .	81
3.15. Diagrama de Nichols en lazo abierto de la planta sin controlar. . . . .	82
3.16. Diagrama de Nichols en lazo abierto de la planta controlada tras el paso 1.	82
3.17. Diagrama de Nichols en lazo abierto de la planta controlada tras el paso 2.	83
3.18. Diagrama de Nichols en lazo abierto de la planta controlada tras el paso 3.	84
3.19. Diagrama de Nichols en lazo abierto de la planta controlada tras el paso 4.	84
3.20. Diagrama de Nichols en lazo abierto de la planta controlada tras el paso 5.	85
3.21. Diagrama de Nichols en lazo abierto de la planta controlada tras el paso 6.	85
3.22. Diagrama de Nichols en lazo abierto de la planta controlada tras el paso 7.	86
3.23. Zoom del diagrama de Nichols en lazo abierto de la planta controlada antes de la resonancia. . . . .	87
3.24. Zoom del diagrama de Nichols en lazo abierto de la planta controlada después de la resonancia. . . . .	87
3.25. Diagrama de Bode de la variabilidad de la función en lazo abierto $L(w)$ entre 50-70 Hz en función de la inductancia. . . . .	88
3.26. Diagrama de Bode de la variabilidad de la función en lazo abierto $L(w)$ en función de la inductancia. . . . .	89
3.27. Diagrama de Bode de la variabilidad de $P'(w)S(w)$ en función de la inductancia. . . . .	89
3.28. Diagrama de Bode de $S(w)$ en función de la inductancia. . . . .	90
3.29. Zoom de la variabilidad en módulo de $S(w)$ en función de la inductancia. .	90
3.30. Diagrama de Bode de $T(w)$ en función de la inductancia. . . . .	91
3.31. Zoom de la variabilidad del módulo de $T(w)$ en función de la inductancia. .	91
3.32. Esquema de control discreto en VVEE considerado. . . . .	92
3.33. Diferente entre el sistema SISO y MIMO consideros. . . . .	92
3.34. VSC promediado en ejes $\alpha\beta$ . . . . .	94
4.1. Semikron Converter 1. Se indican sus partes fundamentales. . . . .	97
4.2. Simulación: Arranque suave en ejes $\alpha\beta$ . . . . .	99
4.3. Simulación: Arranque no suave en ejes $\alpha\beta$ . . . . .	99
4.4. Simulación: Respuesta ante un cambio de fase y de amplitud en la corriente de referencia del canal $\alpha$ . . . . .	100
4.5. Simulación: Respuesta ante un quinto armónico en la tensión de red en ejes $\alpha\beta$ . . . . .	100
4.6. Simulación: Comportamiento capacitivo de la carga en ejes $\alpha\beta$ . . . . .	101
4.7. Simulación: Comportamiento inductivo de la carga en ejes $\alpha\beta$ . . . . .	102
4.8. Simulación: Respuesta ante un cambio de potencia activa de 0 kW a 4.2 kW en ejes $\alpha\beta$ . . . . .	102
4.9. Simulación: Respuesta ante un cambio de potencia activa de 0 kW a 4.2 kW en ejes $abc$ . . . . .	103
4.10. Simulación: Respuesta ante un hueco de tensión equilibrado del 75 % en ejes $\alpha\beta$ . . . . .	104
4.11. Simulación: Respuesta ante un hueco de tensión equilibrado del 75 % en ejes $abc$ . . . . .	104
4.12. Experimentación: Arranque en ejes $\alpha\beta$ . . . . .	106

4.13. Experimentación: Arranque en ejes $abc$ . . . . .	106
4.14. Experimentación: Comportamiento capacitivo de la carga en ejes $\alpha\beta$ . . . .	107
4.15. Experimentación: Comportamiento inductivo de la carga en ejes $\alpha\beta$ . . . .	108
4.16. Experimentación: Respuesta ante diferentes cambios de potencia reactiva $abc$ . . . . .	108
4.17. Experimentación: Respuesta ante un cambio de potencia activa de 0 kW a 4.2 kW en ejes $\alpha\beta$ . . . . .	109
4.18. Experimentación: Respuesta ante un cambio de potencia activa de 0 kW a 4.2 kW en ejes $abc$ . . . . .	109
4.19. Experimentación: Respuesta ante un quinto armónico en la red en ejes $\alpha\beta$ . .	110
4.20. Experimentación: Respuesta ante un quinto armónico en la red en ejes $abc$ . .	111
4.21. Experimentación: Respuesta ante un hueco de tensión equilibrado del 75 % en ejes $\alpha\beta$ con secuencia negativa en la tensión de red, $a_{abc}$ . . . . .	111
4.22. Experimentación: Respuesta ante un hueco de tensión equilibrado del 75 % en ejes $abc$ con secuencia negativa en la tensión de red, $a_{abc}$ . . . . .	112

# Índice de cuadros

4.1. Características de la simulación. . . . .	98
4.2. Características nominales Semikron Converter 1. . . . .	105



**Parte II**  
**RESÚMENES**





# Resumen

Este trabajo de fin de grado presenta un controlador de corriente aplicado a convertidores de electrónica de potencia trifásicos en fuente de tensión (VSC, voltage source converter) conectados a la red eléctrica realizado con la teoría de cuantitativa de realimentación, QFT. Esta técnica permite realizar controladores robustos maximizando las prestaciones de los mismos, aunque esta orientada al seguimiento de señales constantes (DC), en este trabajo se ha aplicado a referencias sinusoidales (AC). Los resultados obtenidos tanto en simulación como en las pruebas realizadas sobre un convertidor real han sido satisfactorios.

**Palabras clave:** QFT, Control VSC trifásicos, Control AC, Resonador, Filtro L.



# Abstract

This project presents the design of the current control loop of a three-phase, voltage source power electronic converter (VSC) connected to the grid by applying the Quantitative Feedback Theory. This technique allows us to do robust controllers maximizing their performance for a certain previously known uncertainty. In this work it has been designed to achieve sine-wave reference tracking. The achieved simulation and experimental results verify the theoretical development.

**Keywords:** QFT, three-phases Control VSC , Control AC, Resonator, Filter L.



# Resumen Extendido

Este trabajo de fin de grado presenta un controlador de corriente aplicado a convertidores de electrónica de potencia trifásicos conectados a la red eléctrica realizado con la teoría de cuantitativa de realimentación, QFT. El tipo de convertidor electrónico de potencia que se considerará en este trabajo seguirá la topología Voltage-Source Converter trifásico con filtro L.

Se utilizara un modelo VSC promediado y linealizado para poder aplicar el desarrollo de Laplace y por lo tanto poder utilizar la técnica de diseño QFT.

Prácticamente todos los componentes electrónicos (resistencias, inductancias, condensadores...) tienen una incertidumbre en su valor debida a la variación de la temperatura y otros aspectos, a su vez la impedancia equivalente de linea de la red tiene una incertidumbre importante asociada que se traslada a una incertidumbre en la inductancia equivalente de linea. Esta variabilidad puede llegar a inestabilizar el controlador y es por ello que es necesario realizar un control robusto. Sin embargo, la técnica QFT, debido a sus particularidades, permite hacer un controlador robusto pero de mejores características que el resultante de otras técnicas clásicas y modernas. Adicionalmente ofrece ventajas de carácter práctico, como la posibilidad de controlar plantas sin modelo explícito.

La técnica QFT ha estado tradicionalmente ligada al control de referencias constantes, aquí se propone utilizarla para seguir referencias sinusoidales.

En este tipo de aplicación trabajar con especificaciones DC significa tener que hacer una transformación a ejes estacionarios  $dq$  de las variables a tratar, pero existen varias limitaciones en este sistema de referencia. Por ejemplo, si la red no esta balanceada, aparecen armónicos difícilmente filtrables en  $e_{dq}$ .

Por otro lado, trabajar con especificaciones AC significa tener que hacer una transformación a ejes estacionarios  $\alpha\beta$  con las ventajas que ello supone, como poder realizar el control teniendo tanto secuencia negativa en la red ( $e_{acb}$ ) como positiva ( $e_{abc}$ ), además al no existir acoplamiento entre canales si la red no esta balanceada lo único que se ve modificada es la amplitud y desfase de las señales red,  $e_{\alpha\beta}$ , pero no aparecen armónicos indeseados. Es por ello que, sera necesario traspasar las especificaciones de DC a AC.

Los resultados obtenidos tanto en simulación como en las pruebas realizadas sobre un convertidor real han sido muy satisfactorios. El controlador tiene un tiempo de establecimiento que ronda un cuarto del periodo de red (60Hz) en el peor de los casos.

**Palabras clave:** QFT, Control VSC trifásicos, Control AC, Resonador, Filtro L.



# Parte III

## LISTAS





# Lista de acrónimos

QFT	Quantitative Feedback Theory
MF	Margen de fase
MG	Margen de ganancia
FT	Función de transferencia
TFG	Trabajo de fin de grado
DC	Corriente continua
AC	Corriente alterna
VSC	Voltage-Source Converter
NC	Carta de Nichols
PLL	Phase-locked loop
ZOH	Manetenedor de orden cero
VVEE	Variables de estado
DSP	Procesador digital de señales
FPGA	Field Programmable Gate Array
PCC	Punto de conexión común



# Lista de símbolos

$L(s)$	Función en lazo abierto en el dominio $s$
$H(s)$	Función de realimentación en el dominio $s$
$S(s)$	Función de sensibilidad en el dominio $s$
$S_i(s)$	Función de sensibilidad de perturbación en el dominio $s$
$T(s)$	Función de sensibilidad complementaria en el dominio $s$
$P(s)$	Planta en el dominio $s$
$C(s)$	Controlador genérico en el dominio $s$
$F(s)$	Prefiltro en el dominio $s$
$U$	Entrada de nuestro sistema
$D$	Perturbación a la entrada de la planta
$D_1$	Perturbación a la salida de la planta
$B_S(s)$	Contornos de estabilidad
$B_D(s)$	Contornos de respuesta ante una perturbación
$B_R(s)$	Contornos de tracking
$B_O(s)$	Contornos resultante de la composición
$Y$	Salida de la planta
$Ref$	Referencia, entrada del prefiltro
$w_p$	Frecuencia de cruce de fase
$w_c$	Frecuencia de cruce de ganancia o cross-over
$t_s$	Tiempo de establecimiento
$\xi$	Coefficiente de amortiguamiento
$M_p$	Máximo sobreimpulso ante un escalón unitario
$\Re$	Parte real
$\mathcal{L}$	Transformada de Laplace
$\Re$	Parte real
$f_{sw}$	Frecuencia de conmutación
$f_s$	Frecuencia de muestreo



**Parte IV**  
**MEMORIA**

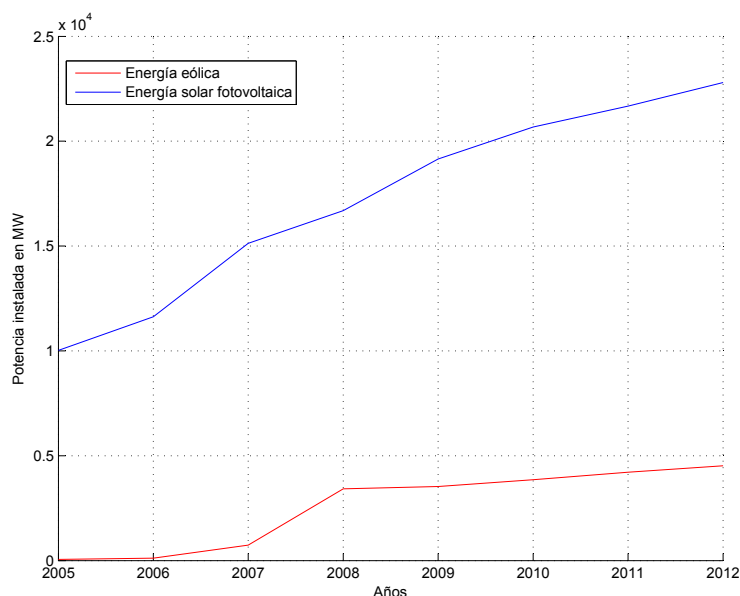


# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Introducción

La generación de electricidad mediante energías renovables ha experimentado un ascenso exponencial en estos últimos años, por la falta de sensibilidad con el medioambiente y la escasez de materias primas para generar electricidad mediante métodos tradicionales como los combustibles fósiles o nucleares. Según fuentes oficiales [CIE, ] en España la potencia instalada en energía eólica ha pasado de 10.028 MW en el año 2005 a 22.796 MW en el año 2013 mientras que la potencia instalada en energía solar fotovoltaica ha pasado de 58 MW en el año 2005 a 4.517 MW en el año 2012 tal y como se puede ver en la Fig. 1.1 . La implantación y desarrollo del resto de energías renovables también ha aumentado significativamente en estos últimos años.



**Figura 1.1:** *Aumento en la potencia instalada en MW de sistemas eólicos y solares fotovoltaicos en España entre el año 2005 y 2012 según el Centro de Investigaciones Energéticas, Medioambientales y Tecnológicas, CIEMAT.*

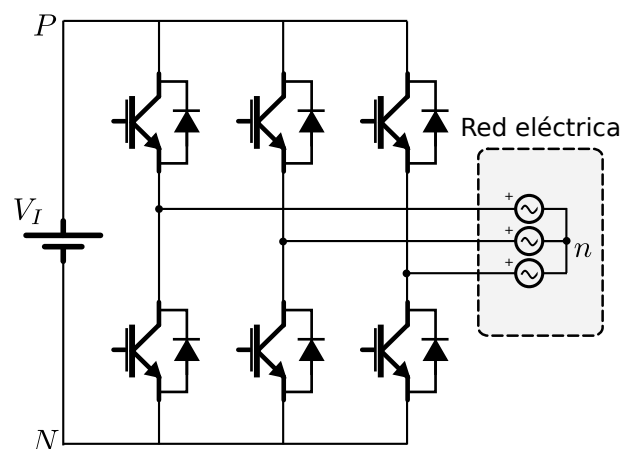
Una de las partes fundamentales de los sistemas de generación mediante energías renovables anteriormente citados son los convertidores de electrónica de potencia, tanto su control como la electrónica que se llevan asociada. Pero su aplicación no solo se que-

da en este ámbito, si no que también se utilizan en fuentes de alimentación, inversores, rectificadores o en el control de motores eléctricos, entre otras.

Teniendo en cuenta esta situación energética y potencial tanto industrial como económico de los convertidores de potencia, es necesario seguir investigando en su control.

## 1.2. Planteamiento

Este trabajo de fin de grado presenta una propuesta de proyecto de investigación orientada al control de convertidores de electrónica de potencia trifásicos conectados a la red eléctrica. El tipo de convertidor electrónico de potencia que se considerará en este trabajo seguirá la topología Voltage-Source Converter (Fig. 1.2), en adelante VSC, trifásicos [Mohan and Undeland, 2007].



**Figura 1.2:** *Convertidor VSC trifásico.*

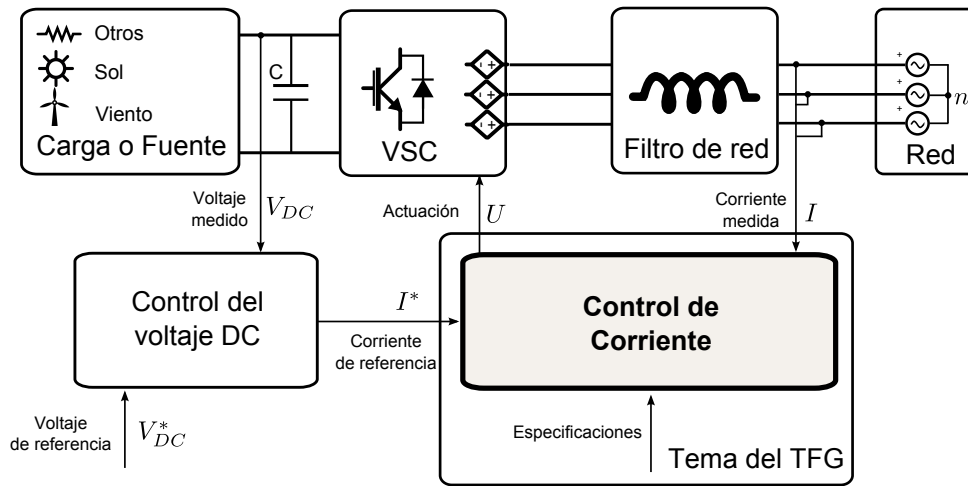
Más específicamente se realizara el control de corriente de este tipo de convertidores utilizando la teoría cuantitativa de realimentación (QFT) [Horowitz, 1982] [Sidi, 2001] y así poder explorar las capacidades que esta ofrece. Esta topología tiene las siguientes características:

- Control bidireccional: La energía puede fluir del lado DC al lado AC o viceversa. Si se asocian dos convertidores VSC se obtiene una topología back-to-back, es decir, un covertidor AC-AC.
- Se puede controlar la potencia activa y reactiva inyectada o consumida por la red.
- Es posible configurar el factor de potencia.

El diagrama general de control de este tipo de problemas se muestra en la Fig. 1.3, aunque este TFG esta orientado a crear un control de corriente como ya se ha adelantado anteriormente.

Una de las cuestiones más importantes, es elegir el tipo de filtro que se conecta a la red (Fig.1.3) pues con el se atenúan en mayor o menor medida y mayor o menor coste económico los efectos producidos por conmutación PWM. En este caso, se ha utilizado un filtro L puesto que es sencillo y con un coste elevado se pueden obtener buenos resultados. Existen otro tipo de filtros como el LCL o LC con sus ventajas e inconvenientes.





**Figura 1.3:** Diagrama general de control de un VSC conectado a la red.

Se utilizara un modelo VSC promediado y linealizado para poder aplicar el desarrollo de Laplace y por lo tanto poder utilizar la técnica de diseño QFT.

Prácticamente todos los componentes electrónicos (resistencias, inductancias, condensadores...) tienen una incertidumbre en su valor debida a la variación de la temperatura y otros aspectos, a su vez la impedancia equivalente de línea de la red tiene una incertidumbre importante asociada que se traslada a una incertidumbre en la inductancia equivalente de línea. Esta variabilidad puede llegar a inestabilizar el controlador y es por ello que es necesario realizar un control robusto. Sin embargo, la técnica QFT, debido a sus particularidades, **permite hacer un controlador robusto pero de mejores características que el resultante de otras técnicas** clásicas y modernas. Adicionalmente ofrece ventajas de carácter práctico, como la posibilidad de controlar plantas sin modelo explícito.

La técnica QFT ha estado tradicionalmente ligada al control de referencias constantes, aquí se propone utilizarla para seguir referencias sinusoidales.

En este tipo de aplicación trabajar con especificaciones DC significa tener que hacer una transformación a ejes estacionarios  $dq$  [Krause et al., 2013] de las variables a tratar, pero existen varias limitaciones en este sistema de referencia. Por ejemplo, si la red no esta balanceada, aparecen armónicos difícilmente filtrables en  $e_{dq}$ .

Por otro lado, trabajar con especificaciones AC significa tener que hacer una transformación a ejes estacionarios  $\alpha\beta$  con las ventajas que ello supone, como poder realizar el control teniendo tanto secuencia negativa en la red ( $e_{acb}$ ) como positiva ( $e_{abc}$ ), además al no existir acoplamiento entre canales si la red no esta balanceada lo único que se ve modificada es la amplitud y desfase de las señales red,  $e_{\alpha\beta}$ , pero no aparecen armónicos indeseados. Es por ello que, sera necesario traspasar las especificaciones de DC a AC.

Otro de los problemas que se encuentran es la implimentación del controlador sobre un convertidor real. Es por ello que es necesario realizar el controlador en tiempo discreto para así poderlo programar en una plataforma FPGA-DSP que será la encargada de actuar, generando la señal PWM del convertidor.

## 1.3. Objetivos

Los objetivos de este trabajo de fin de grado son, esencialmente, los siguientes:

1. Realizar un diseño sobre una planta real basado en la herramienta QFT y por lo tanto validar dicha herramienta sobre plantas con incertidumbre en sus parámetros.
2. Profundizar en el funcionamiento de los convertidores (VSC) conectados a la red eléctrica.
3. Obtener una visión más profunda en el campo del diseño de controladores, basado en el conformado de lazo, sensibilidad y sensibilidad complementaria.
4. Realizar un diseño basado en referencias, perturbaciones AC y no DC y por lo tanto validar esta técnica para un control AC.

## 1.4. Organización de la memoria

Este proyecto se organiza en las siguientes partes:

- **Memoria:** Se trata de la parte fundamental de este trabajo y consta de los siguientes capítulos:
  - **Capítulo 1:** Introducción. En este capítulo se exponen los objetivos y planteamiento del problema abordado.
  - **Capítulo 2:** Estudio teórico. En este capítulo se realiza el estudio dinámico de la planta, de la técnica QFT y de las especificaciones para referencias AC.
  - **Capítulo 3:** Diseño del controlador en tiempo discreto. En este capítulo se realiza el desarrollo fundamental del proyecto, definiendo las especificaciones sobre la planta, analizando la planta controlada y no controlada y otros aspectos de interés.
  - **Capítulo 4:** Verificación del controlador. En este capítulo se exponen los resultados obtenidos, tanto en simulación como en la planta real que se deriven.
  - **Capítulo 5:** Conclusiones y líneas futuras. En este capítulo se exponen las conclusiones de este trabajo así como las posibles líneas futuras que se plantean a partir del mismo.
- **Presupuesto:** En este capítulo se desarrolla el presupuesto tanto material como inmaterial del proyecto.
- **Anexos:** En este capítulo se exponen los diferentes códigos y funciones de interés utilizadas.
- **Bibliografía:** En este capítulo se citan las fuentes bibliográficas consultadas.

# Capítulo 2

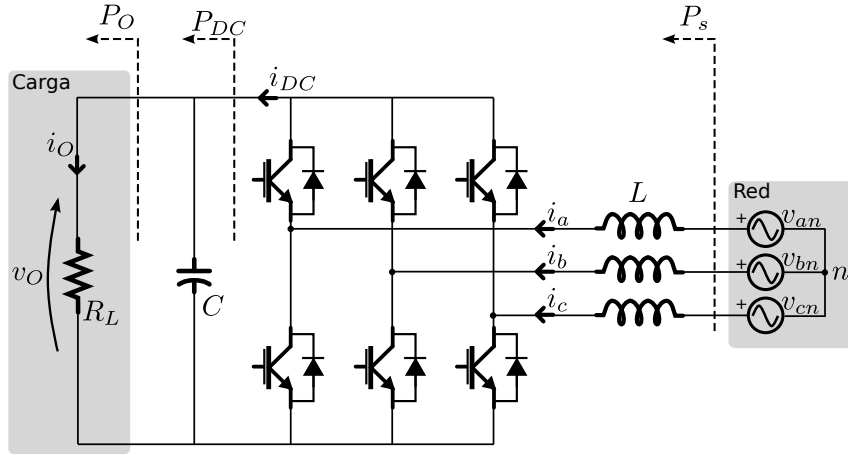
## Fundamentos Teóricos

Se va a realizar un desarrollo teórico de los diferentes temas relacionados con este TFG. En primer lugar, se realiza una introducción a la rectificación activa basada en la topología VSC. En segundo lugar, se realiza una revisión de otras técnicas de diseño clásicas. En tercer lugar, se realiza un estudio pormenorizado de la técnica clásica QFT. En cuarto lugar, se realiza un resumen del diseño de controladores en tiempo discreto. Y por último, se realiza un pequeño estudio de las especificaciones moduladas (transcripción de especificaciones DC a especificaciones AC).

### 2.1. Introducción a la Rectificación Activa basada en la Topología VSC

#### 2.1.1. Introducción

La rectificación activa basada en la topología VSC, control AC/DC, tiene una amplia casuística, además nos encontramos con varios lazos de control para conseguir una solución final. Este control se fundamenta en un balance energético que se da en ambos lados del convertidor. El balance entre la potencia que se consume de la red,  $p_S(t)$ , y la consumida por el lado DC,  $p_{DC}(t)$ , rigen el funcionamiento del sistema. Sin embargo en términos instantáneos esto no es así por el efecto del condensador. Aunque, se cumple que  $p_S(t)=p_{DC}(t)$  siendo  $p_{DC}(t) = p_O(t) + \frac{dw_C(t)}{dt}$ , es decir, la potencia instantánea consumida de la red es igual a la potencia instantánea consumida por la carga,  $p_O(t)$ , y la variación de energía almacenada por el condensador,  $\frac{dw_C(t)}{dt}$ . En términos medios, si no hay pérdidas y se está en régimen estacionario, como es el caso,  $P_S=P_O$ , esta es la idea fundamental del balance energético que se produce.



**Figura 2.1:** Balance energético, rectificación activa basada en un VSC trifásico.

Siguiendo el criterio de signos de la Fig. 2.1, si  $i_a, i_b$  e  $i_c$  son positivas el convertidor estará funcionando como un rectificador trifásico (AC/DC), por el contrario si  $i_a, i_b$  e  $i_c$  son negativas el convertidor estará funcionando como un inversor trifásico (DC/AC). Es importante tener esto en cuenta porque se controlan dichas corrientes de red.

Se va a realizar una secuencia de sucesos para comprender mejor este funcionamiento. Si la potencia que se consume de la red,  $P_S$ , aumenta, la potencia consumida por la carga,  $P_O$ , no aumenta instantáneamente aunque transitoriamente  $p_S(t) > p_O(t)$ . La variación que sufre la energía almacenada por el condensador,  $\Delta w_C$ , es mayor que cero, porque el aumento en la potencia de la red se acumula en el condensador hasta que la carga lo empieza a consumir, provocando un aumento en la tensión de la carga,  $V_O$ .

$$\Delta w_C = P_S - P_O = \frac{1}{2} C \Delta V_O^2 > 0$$

Al aumentar la tensión de la carga,  $V_O$ , aumenta la potencia consumida por ella en términos medios. Finalmente, el sistema vuelve al equilibrio donde  $P_S = P_O$ .

Si la potencia que se consume de la red  $P_S$ , disminuye, la potencia consumida por la carga,  $P_O$ , no disminuye instantáneamente aunque transitoriamente  $p_S(t) < p_O(t)$ . La variación que sufre la energía almacenada por el condensador,  $\Delta w_C$ , es menor que cero porque disminuye la carga almacenada en el condensador, lo que provoca una disminución en la tensión de la carga,  $V_O$ .

$$\Delta w_C = P_S - P_O = \frac{1}{2} C \Delta V_O^2 < 0$$

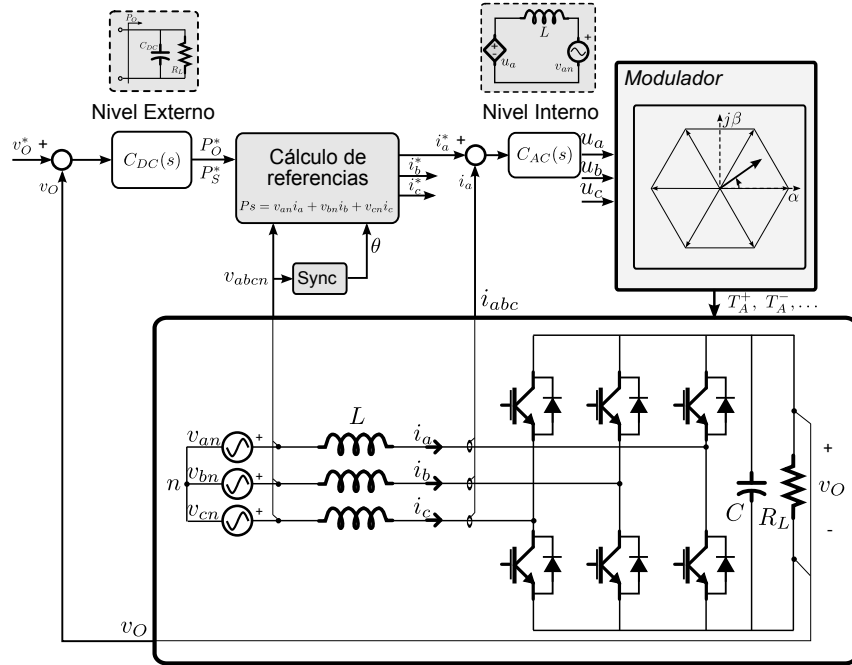
Al disminuir la tensión de la carga,  $V_O$ , disminuye la potencia consumida por ella en términos medios,  $P_O$ . Finalmente, el sistema vuelve al equilibrio donde  $P_S = P_O$ .

Por lo tanto, el control primario de este rectificador se lleva a cabo mediante el control de  $P_S$  y  $P_O$ . Teniendo en cuenta que:

- $P_O = \frac{V_O^2}{R_L}$
- $p_S(t) = i_a v_{an} + i_b v_{bn} + i_c v_{cn}$

Se tienen, **dos niveles de control uno externo** donde se regulara  $P_O$ , y por lo tanto se controlara  $V_O$ , y otro **interno** donde se regulara  $P_S$  y por lo tanto se controlara  $i_{abc}$  puesto que  $v_{abcn}$  se consideran localmente fijas.

En definitiva, la estructura del sistema de control que se seguirá se muestra en la Fig. 2.2, se desglosaran los diferentes bloques que la componen. Aunque, antes de nada, se deben representar las variables trifásicas en otro/s sistema de coordenadas que no es el habitual para obtener ciertas ventajas tal y como propone [Krause et al., 2013].



**Figura 2.2:** Estructura fundamental de control de un VSC trifásico balanceado con filtro tipo  $L$  conectado a la red.

### 2.1.2. Representación de variables trifásicas

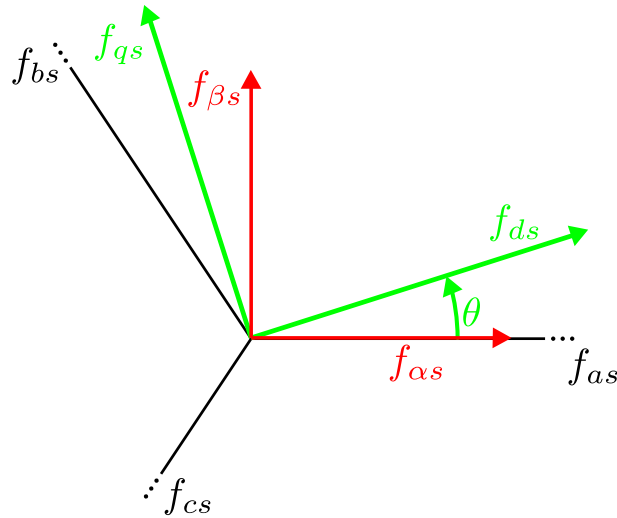
Cuando se controla o analizan ciertos sistemas trifásicos se pueden tratar las magnitudes trifásicas como un vector de tres dimensiones. Donde  $f$  puede representar tensión, corriente, acoplamiento inductivo, carga eléctrica, etc.

$$f_{abc} = [f_a, f_b, f_c] \in \mathbf{R}^3$$

En ciertas aplicaciones se consiguen ventajas al realizar un cambio en el sistema de coordenadas de dichas magnitudes. Como por ejemplo:

- Máquinas rotativas: asíncronas, síncronas, etc.
- Circuitos estacionarios: **rectificadores e inversores PWM** y otro tipo de circuitos.

Existen dos cambios de sistemas de referencia de interés en esta aplicación, o pasar a un sistema de coordenadas sincronías  $dq$  o pasar a un sistema de coordenadas estacionarias  $\alpha\beta$ . Cada uno tiene sus ventajas y sus inconvenientes, aunque en ambos casos se logra reducir el número de componentes a tratar pasando de tres ( $abc$ ) a dos, puesto que estamos en una red a tres hilos sin neutro y una de las variables es combinación lineal de las otras dos.



**Figura 2.3:** *Diferentes sistemas de coordenadas ejes abc, ejes estacionarios  $\alpha\beta$  y ejes síncronos  $dq$ .*

El sistema de referencia síncrono  $dq$ , pasa de tener tres ejes a dos ejes que giran a una frecuencia  $\theta$ . En este tipo de aplicaciones dicha frecuencia es la de la red; se puede ver mejor este concepto en la Fig. 2.3. La principal ventaja que se obtiene es que las señales sinusoidales pasan a ser constantes pudiéndose aplicar toda la teoría de control DC conocida.

$$f_{dq} = K f_{abc} \quad (2.1)$$

$$f_{abc} = K^{-1} f_{dq} \quad (2.2)$$

Las matrices de transformación,  $K$  y  $K^{-1}$ , que se exponen en (2.1) y en (2.2) son las siguientes:

$$K = k \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$K^{-1} = k^{-1} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

El sistema de referencia estacionarias  $\alpha\beta$ , pasa de tener tres ejes a dos ejes que no giran, se puede ver mejor este concepto en la Fig. 2.3. Realizar el cambio de sistemas de coordenadas a ejes  $\alpha\beta$  tiene ciertas ventajas con respecto a realizar el cambio de sistemas de coordenadas a ejes  $dq$  y son los siguientes:

- Trabajar en coordenadas síncronas  $dq$  no permite controlar tanto la secuencia de red positiva,  $e_{abc}$ , como la secuencia de red negativa  $e_{acb}$  con el mismo controlador.
- Al no existir acoplamiento entre canales si la red no esta balanceada lo único que se ve modificada es la amplitud y desfase de las señales red,  $e_{\alpha\beta}$ . Mientras que en ejes  $dq$ , en la red,  $e_{dq}$ , aparece un segundo armónico.
- No es imprescindible, aunque si recomendable en ciertas aplicaciones, hacer una monitorización de la red.

$$f_{\alpha\beta} = K f_{abc} \quad (2.3)$$

$$f_{abc} = K^{-1} f_{\alpha\beta} \quad (2.4)$$

Las matrices de transformación,  $K$  y  $K^{-1}$ , se exponen en (2.3) y en (2.4) son las mismas que se utilizan para cambiar del sistema de abc al sistema dq pero con  $\theta$  igual a 0.

$$K = k \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

$$K^{-1} = k^{-1} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

La selección de la constante  $k$  dependerá de si queremos una transformación invariante en amplitud o potencia, se usa esta última:

- Transformación invariante en potencia  $\implies p_{abc} = p_{\alpha\beta} \implies k = \sqrt{\frac{2}{3}}$  ( $k^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}}$ )
- Transformación invariante en amplitud  $\implies p_{abc} = \frac{3}{2}p_{\alpha\beta} \implies k = \frac{2}{3}$  ( $k^{-1} = 1$ )

### 2.1.3. Modelado de circuitos estacionarios en ejes $\alpha\beta$

Al realizar un cambio de sistema de referencia, el modelo de la red puede cambiar tanto en sus dimensiones como en su dinámica. Es necesario conocer cuál es el modelo equivalente en el nuevo sistema de referencia para poder diseñar y poder analizar. Se comienza estudiando un circuito trifásico **resistivo** puro.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

$$v_{abc} = R * i_{abc}$$

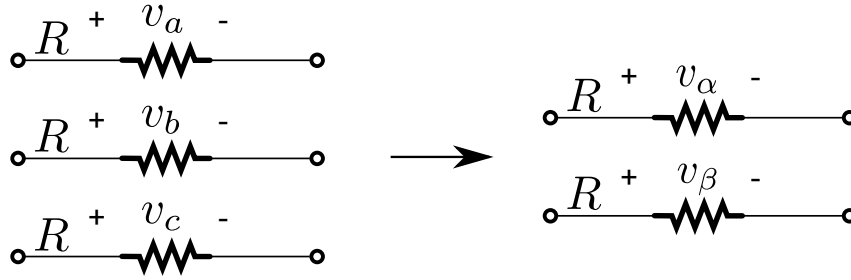
$$v_{\alpha\beta} = KR * i_{abc}; \text{ aplicando (2.3)}$$

$$v_{\alpha\beta} = KRK^{-1} * i_{\alpha\beta}; \text{ aplicando (2.4)}$$

$$K RK^{-1} = R_{\alpha\beta}$$

Si  $R$  es una matriz diagonal con todos sus elementos iguales entonces  $R_{abc} = R_{\alpha\beta}$  y por lo tanto se obtiene el circuito equivalente que se muestra en la Fig. 2.4.

Un circuito trifásico **inductivo** es de mayor complejidad, se cumple la siguiente ecuación diferencial.



**Figura 2.4:** Circuito resistivo equivalente en coordenadas estacionarias  $\alpha\beta$ .

$$v_{abc} = \frac{d}{dt}\lambda_{abc}; \text{ siendo } \lambda \text{ el acoplamiento inductivo}$$

$$v_{\alpha\beta} = K \frac{d}{dt}\lambda_{abc}; \text{ aplicando (2.3)}$$

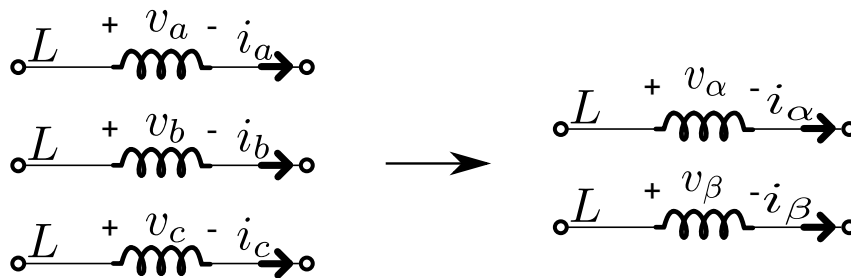
$$v_{\alpha\beta} = K \frac{d}{dt}[K^{-1} * \lambda_{\alpha\beta}]; \text{ aplicando (2.4)}$$

$$v_{\alpha\beta} = K \underbrace{\frac{dK^{-1}}{dt} * \lambda_{\alpha\beta}}_0 + K K^{-1} \frac{d\lambda_{\alpha\beta}}{dt} = \frac{d\lambda_{\alpha\beta}}{dt}; \text{ aplicando la regla de la cadena}$$

En este sistema de coordenadas, se simplifica puesto que  $K$  es una matriz de constantes, y por lo tanto su derivada es nula, en el caso de trabajar en ejes  $dq$  esto no sería así. Por otro lado, si el circuito inductivo es lineal como el de la Fig 2.2, el acoplamiento se puede expresar de la siguiente manera:

$$\lambda_{abc} = L * i_{abc} \longrightarrow \lambda_{\alpha\beta} = K L K^{-1} i_{\alpha\beta}; K L K^{-1} = L_{\alpha\beta}$$

Si  $L$  es una matriz diagonal con todos sus elementos iguales entonces  $L_{abc} = L_{\alpha\beta}$  y por lo tanto se cumplirá que  $v_{\alpha\beta} = L \frac{d}{dt} i_{\alpha\beta}$  y resultando el circuito equivalente que se muestra en la Fig. 2.5. A diferencia con lo que ocurre en sistema de coordenadas  $dq$  no existe acoplamiento entre canales.



**Figura 2.5:** Circuito inductivo equivalente en coordenadas estacionarias  $\alpha\beta$ .

#### 2.1.4. Lazo interno: Control de corriente

Uno de los objetivos del proyecto es crear un controlador de corriente, por lo tanto, es este lazo el principal. Teniendo en cuenta que el modelo promediado del VSC es el que se muestra en la Fig.3.1.



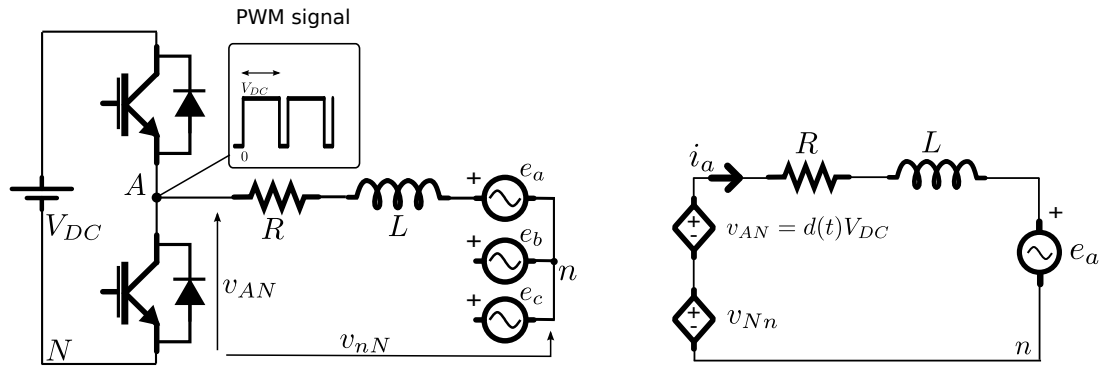


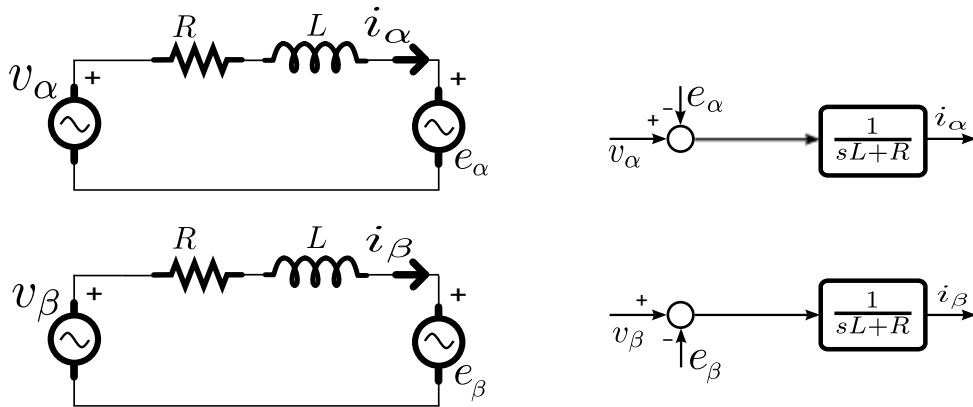
Figura 2.6: VSC promediado

No es difícil demostrar operando que  $v_{Nn}$  no afecta a la corriente por tratarse de un sistema a tres hilos.

$$v_{Nn} = \frac{1}{3}(e_a + e_b + e_c - v_{AN} - v_{BN} - v_{CN})$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} v_{An} \\ v_{Bn} \\ v_{Cn} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} v_{AN} + v_{Nn} \\ v_{BN} + v_{Nn} \\ v_{CN} + v_{Nn} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} + \underbrace{K \begin{bmatrix} v_{Nn} \\ v_{Nn} \\ v_{Nn} \end{bmatrix}}_0 = K \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix}$$

El modelo equivalente en ejes  $\alpha\beta$  del circuito  $RL$  se hace teniendo en cuenta los conceptos expuestos en la sección anterior y se puede ver en la Fig. 3.2.

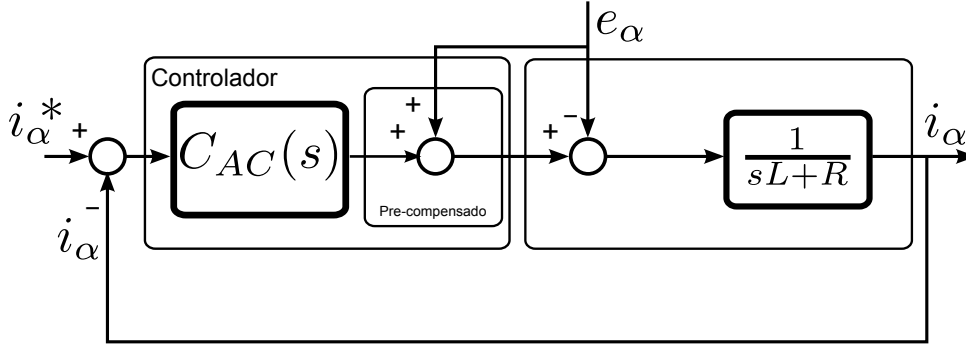
Figura 2.7: VSC promediado en ejes  $\alpha\beta$  y planta considerada en el lazo interno de corriente.

Además se puede deducir la expresión de la **planta**, puesto que  $e_\alpha$  y  $e_\beta$  (tensiones de red) se pueden considerar perturbaciones. Es importante tener en cuenta este **criterio de signos**. Si las corrientes son positivas, el convertidor trabajara como inversor y si son negativas como rectificador.

$$\frac{i_\alpha(s)}{v_\alpha(s)} = \frac{1}{sL + R}$$

$$\frac{i_\beta(s)}{v_\beta(s)} = \frac{1}{sL + R}$$

Para diseñar el controlador  $C_{AC}(s)$  se debe preparar, pre-compensando, la planta eliminando las perturbaciones de red (si se trabajara en ejes  $dq$  se deberían eliminar también los acoplos entre canales). Cabe resaltar que se diseñan dos controladores iguales, uno por cada canal. El esquema de regulación se muestra en la Fig. 3.3.

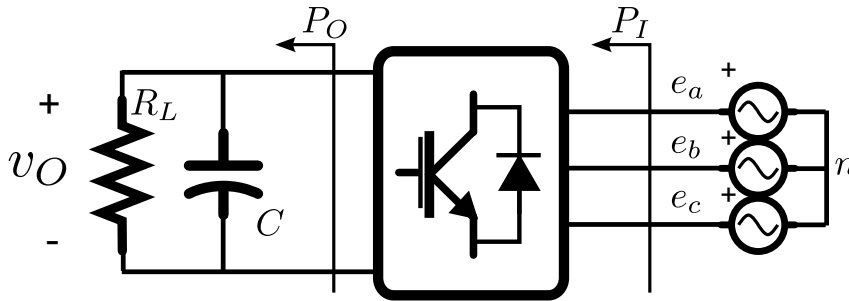


**Figura 2.8:** Esquema del control de corriente con pre-compensación de la tensión de red, feedforward.

El diseño de  $C_{AC}(s)$  es el objetivo principal de este TFG.

### 2.1.5. Lazo externo: Control de tensión

Aunque en este trabajo no se implementara el lazo externo, es importante tenerlo en cuenta. El modelado de la planta se basa en un balance energético, tal como se muestra en la Fig. 2.9, puesto que no se suponen pérdidas  $P_I = P_O$ .



**Figura 2.9:** Balance de potencias en un VSC trifásico conectado a la red.

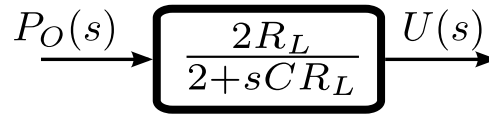
A su vez,  $p_O(t)$ , se puede plantear en función de la potencia entregada a la carga,  $p_{RL}(t)$ , más la variación de energía almacenada por capacidad,  $w_C(t)$ .

$$p_O(t) = p_{RL}(t) + \frac{d}{dt}w_C(t) = \frac{v_O^2}{R_L} + \frac{d}{dt} \frac{v_O^2}{2C}$$

Pero, esta ecuación es una ecuación diferencial no lineal debida a  $v_O^2$ , por lo que es necesario hacer un cambio de variable  $u = v_O^2$ .

$$p_O(t) = \frac{u}{R_L} + \frac{d}{dt} \frac{u}{2C} \xrightarrow{\mathcal{L}} P_O(s) = \frac{U(s)}{R_L} + s \frac{U(s)}{2C}$$

De la expresión anterior se puede sacar el modelo equivalente de la planta DC que sera el expuesto en la Fig. 2.10.

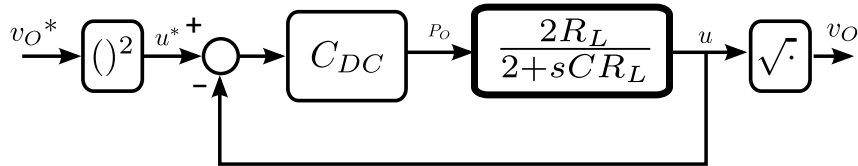


**Figura 2.10:** Modelo equivalente lineal de la planta que se utilizara para el control de tensión.

Por lo tanto la expresión de la planta que se utilizara para el control de tensión sera:

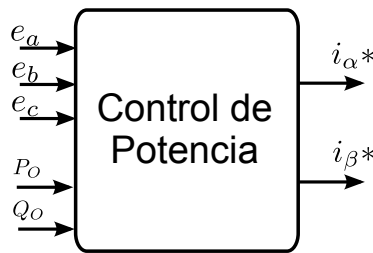
$$\frac{U(s)}{P_O(s)} = \frac{2R_L}{2 + sC R_L}$$

Aunque  $P_O$  no es una variable de actuación directa, se puede pasar como referencia del lazo de corriente, pudiendo así actuar. El esquema de control que se tiene en cuenta se muestra en la Fig. 2.11. Como restricción se tiene que el controlador de tensión,  $C_{DC}(s)$ , tiene que ser, como mínimo, diez veces más lento en términos de ancho de banda, que el controlador de corriente,  $C_{AC}(s)$ , para que este último vea una tensión constante.



**Figura 2.11:** Esquema de control de tensión.

Para pasar la actuación en potencia a la referencia de corriente del controlador de corriente, se utiliza la teoría de potencia instantánea, [Akagi, 2007]. Como se muestra en el esquema de la Fig. 2.12, la idea es que al meter en un bloque operacional la tensión de red,  $e_{abc}$ , la consigna de potencia activa del lazo externo,  $P_O$ , y una consigna de potencia reactiva,  $Q_O$ , se puedan extraer las referencias de corriente,  $i_\alpha^*$  e  $i_\beta^*$ . En ciertas aplicaciones se utiliza la sincronización con la red para generar dichas referencias, pero no es el caso.



**Figura 2.12:** Esquema del control de potencia utilizado para generar las referencias de corriente utilizadas en el lazo interno.

Este control de potencia, basado en la teoría de potencia instantánea, se fundamenta en las siguientes expresiones.

$$\begin{aligned} s &= i_\alpha e_\alpha + i_\beta e_\beta + (i_\alpha e_\beta - i_\beta e_\alpha)j = p + qj \\ p &= i_\alpha e_\alpha + i_\beta e_\beta \\ q &= i_\alpha e_\beta - i_\beta e_\alpha \end{aligned}$$

Resolviendo el sistema anterior, dos ecuaciones con dos incógnitas, se obtiene que las referencias de corriente son las siguientes:

$$i_{\alpha}^* = \frac{e_{\alpha}p + e_{\beta}q}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2}$$

$$i_{\beta}^* = \frac{e_{\beta}p - e_{\alpha}q}{e_{\alpha}^2 + e_{\beta}^2}$$

### 2.1.6. Sincronización con la red eléctrica, bloque Sync

Cuando se trabaja en ejes  $\alpha\beta$  puede ser interesante realizar una sincronización con la red en ciertas aplicaciones, para generar las referencias de corriente del lazo interno y realizar un arranque suave, pues es necesario conocer el estado de la red para poder engancharse con ella. En el caso de este proyecto, solamente se ha realizado la sincronización para poder realizar un **arranque suave del convertidor**.

Sin embargo, si se trabajara en ejes  $dq$  la sincronización con la red es obligatoria por la propia definición de este sistema de coordenadas. Los objetivos de esta sincronización son los siguientes:

- Dadas las medidas de las señales de red, contaminadas con ruido, recuperar la magnitud y fase ( $\theta = \omega t$ ) del armónico fundamental.
- La sincronización se debe de realizar en el mínimo tiempo posible.
- La recuperación de la señal se debe de dar con la mínima distorsión posible.



**Figura 2.13:** Sincronización trifásica

La sincronización se lograra mediante un bucle enganchado en fase, PLL. El esquema que se sigue se puede ver en la Fig. 2.14. Donde cada bloque hace lo siguiente:

- Detector de fase: Dispositivo no lineal que genera una salida proporcional a la diferencia de fases de las señales de entrada.
- Filtro de lazo: Filtro paso-bajo que elimina ruido y componentes alternas diferencias de la fundamental. Filtro de bajo orden, controlador PI.
- Oscilador controlado por tensión: Dispositivo no lineal que produce una oscilación cuya frecuencia es proporcional a la tensión de entrada.

Para realizar el PLL trifásico se debe trabajar en ejes  $dq$  obligatoriamente. El esquema de control es el que se ve en la Fig. 2.15, se debe dar una frecuencia de referencia para que el PLL pueda converger.

El diseño del controlador,  $PI$ , es sencillo, se debe añadir un integrador para seguir frecuencia y una constante para seguir fase. El ancho de banda dependerá del primer armónico no deseado que se quiere filtrar, que sera en principio el 5º armónico de red.

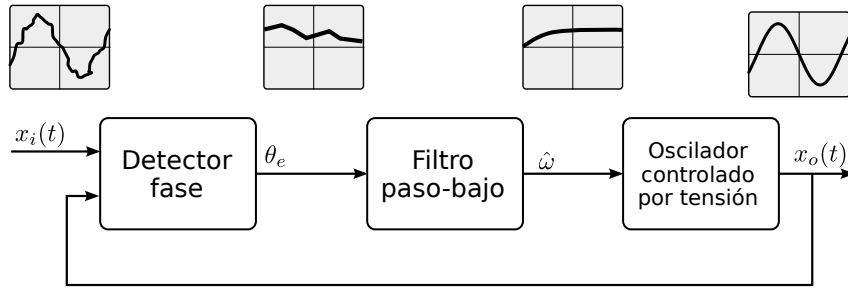


Figura 2.14: Esquema intuitivo de la función de un PLL.

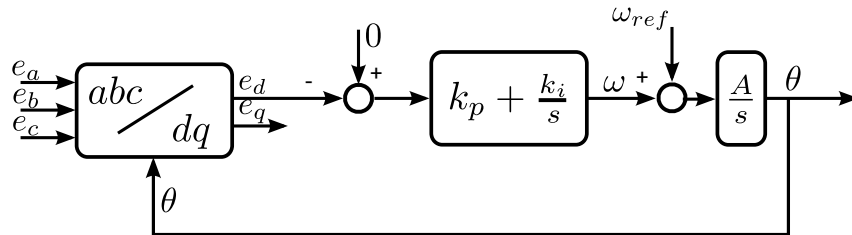


Figura 2.15: Esquema de control, PLL trifásico.

## 2.2. Revisión de Otras Técnicas Clásicas de Diseño

### 2.2.1. Introducción

Aunque este TFG esta orientado a la utilización/investigación de la técnica QFT, su utilización implica el conocimiento de las técnicas más clásicas de diseño en el dominio de la frecuencia.

En esta sección se habla del criterio de estabilidad de Nyquist, de los criterios de estabilidad relativa, margen de fase y de ganancia y de la importancia de la función de sensibilidad,  $S(s)$ . El objetivo de estas técnicas es el conformado de la función de lazo abierto,  $L(s)$ . Siendo esta función igual a la función de transferencia del controlador,  $C(s)$  por la función de transferencia de la planta,  $P(s)$ .

$$L(s) = C(s)P(s)$$

En esta sección se tiene en cuenta el diagrama de bloques que se muestra en la Fig. 2.16. Siendo la función de transferencia de la realimentación,  $H(s)$ , la entrada del sistema completo,  $U(s)$ , el error,  $E(s)$ , la perturbación que se agrega a la entrada de la planta,  $D(s)$ , la perturbación que se agrega a la salida de la planta,  $D_1(s)$  y por último siendo la salida del sistema completo,  $Y(s)$ . Cabe resaltar que, a partir de ahora se considerara la realimentación como unitaria ( $H(s) = 1$ ) y que  $s = jw$ .

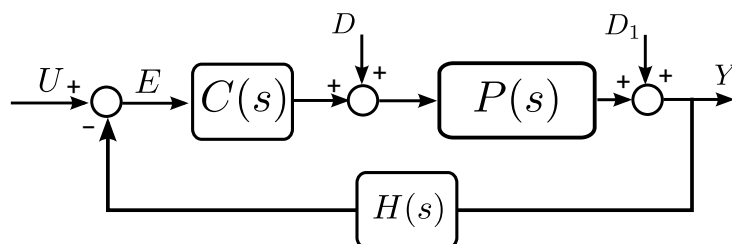


Figura 2.16: Esquema de control considerado.

### 2.2.2. Criterio de estabilidad de Nyquist

El criterio de estabilidad de Nyquist [Ogata, 2009] se fundamenta en el diagrama de Nyquist y establece un criterio basado en la relación entre el número de rodeos que se producen en el punto -1, polos inestables en lazo abierto y cerrado. Se tendrá estabilidad cuando todas las raíces de la ecuación característica estén en el semiplano izquierdo s.

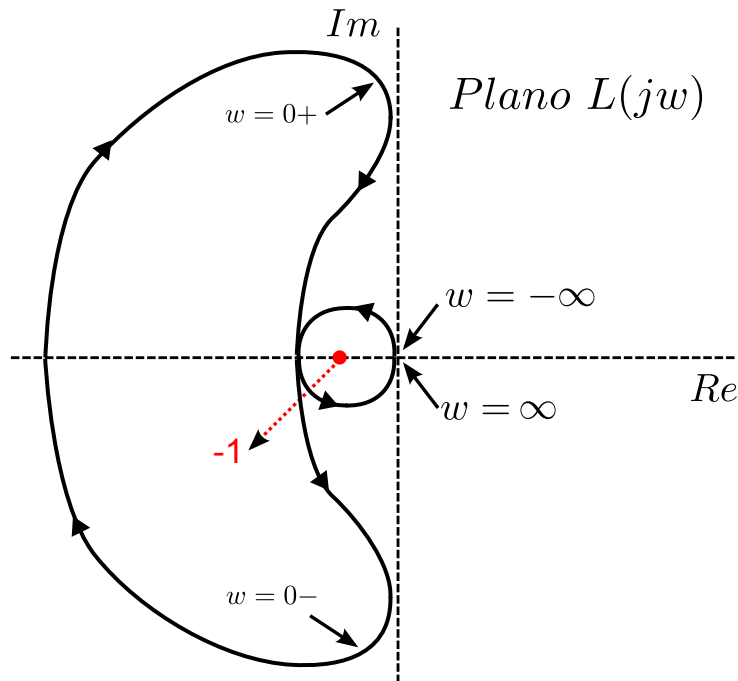
$$L(jw) \underbrace{H(jw)}_1 + 1 = 0 \longrightarrow L(jw) = -1$$

Este criterio de estabilidad se puede expresar como  $Z = N + P$ , donde cada término significa lo siguiente:

- $Z$ : cantidad de ceros de  $1 + L(jw)$  en el semiplano derecho de s, para que sea estable el sistema  $Z$  tiene que ser igual a 0.
- $N$ : cantidad de rodeos que se le da al -1, si el rodeo se realiza en el sentido horario de las agujas del reloj lo considera positivo, si este rodeo se realiza en el sentido antihorario de las agujas del reloj se considera negativo.
- $P$ : cantidad de polos de  $L(jw)$ , en el semiplano derecho de s.

Para aumentar la claridad, se va a ilustrar este criterio con un ejemplo. Sea la función de lazo:

$$L(s) = \frac{10(s+3)}{s(s-1)} \quad (2.5)$$



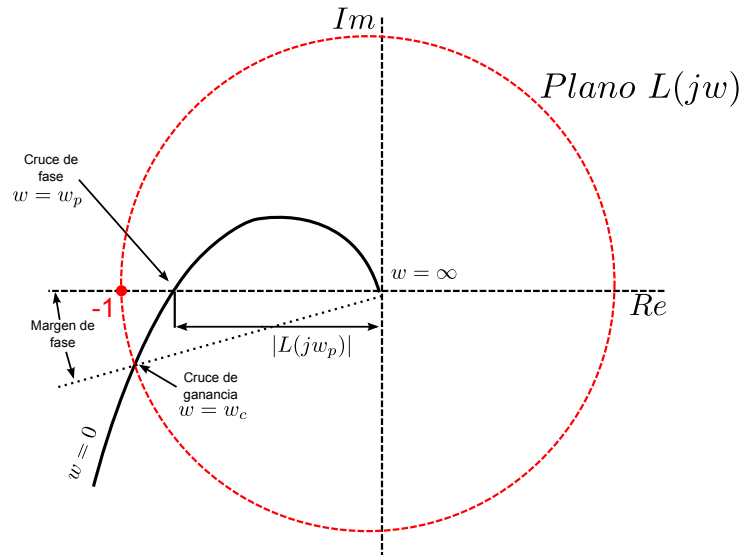
**Figura 2.17:** Diagrama de Nyquist del ejemplo ilustrativo con  $L(s)$  igual a (2.5).

Tal y se puede observar hay un polo (+1) en el semiplano derecho s por lo que  $P = 1$ . Pero en la Fig. 2.17 se ve como hay un rodeo antihorario sobre el punto -1 por lo que  $N = -1$ . En definitiva,  $Z = 0$  y por lo tanto el sistema será estable en lazo cerrado.

### 2.2.3. Margen de fase y de ganancia

Los márgenes de estabilidad relativa, margen de fase, MF, y margen de ganancia, MG, permiten medir la proximidad a la inestabilidad.

El margen de ganancia se emplea para indicar la cercanía de la intersección del eje real negativo hecho por la traza de Nyquist de  $L(jw)$  al punto -1. Cuanto mayor sea el MG mayor será esta distancia y por lo tanto el sistema será más estable. Otra definición es, el margen de ganancia es la cantidad de ganancia que se puede añadir al lazo antes de que el sistema en lazo cerrado se vuelva inestable.



**Figura 2.18:** Margen de fase y de ganancia sobre el diagrama de Nyquist.

Por lo tanto, la expresión del MG es la siguiente:

$$MG = -20\log|L(jw_p)|dB \longrightarrow \angle L(jw_p) = -180$$

La representación gráfica de lo citado anteriormente se puede ver en la Fig. 2.18. En ese caso sencillo, si el cruce de fase se da a la derecha del punto -1  $MG > 0$ , si se da a la izquierda  $MG < 0$ .

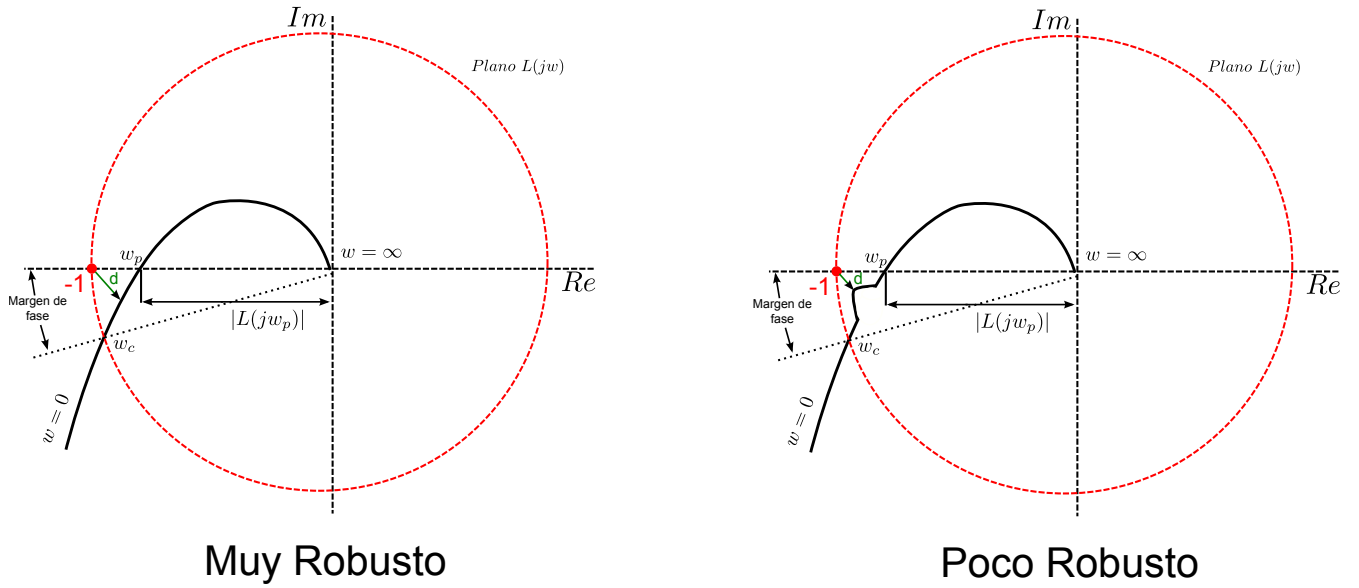
Por otro lado, el margen de fase se define como el ángulo en grados que la traza  $L(jw)$  debe de rotar alrededor del origen, para que el cruce de ganancia pase por el punto -1.

Por lo tanto, la expresión del MF es la siguiente:

$$MF = 180 + \angle L(jw_c) \longrightarrow |L(jw_c)| = 0dB$$

La representación gráfica de lo citado anteriormente se puede ver en la Fig. 2.18. Si se debe de rotar en sentido horario el cruce de ganancia para que llegue hasta el eje real negativo, entonces  $MF > 0$ , si se debe de rotar en sentido antihorario  $MF < 0$ . Además, el margen de fase da una idea del sobreimpulso del sistema en lazo cerrado, a mayor MF menor sobreimpulso se tiene. Y, en general MF bajos se asocian con sistemas subamortiguados.

Para que el sistema sea estable tanto el margen de fase como el de ganancia(en dB) han de ser positivos. Aunque un margen de ganancia y de fase elevados no siempre son un indicativo de robustez como se puede ver en la Fig. 2.19.



**Figura 2.19:** Situación en la que teniendo dos sistemas con el mismo MF y MG se tiene una robustez diferente. Siendo el primero de ellos más robusto que el segundo.

#### 2.2.4. Funciones de transferencia en lazo cerrado

Las funciones de sensibilidad condensan la información esencial sobre el desempeño del sistema, incluyendo seguimiento de referencias, efecto de las perturbaciones en cualquier punto, todo ello tanto desde el punto de vista estático (bajas frecuencias) como desde el punto de vista dinámico (altas frecuencias) [Doyle et al., 2013]. Siguiendo la nomenclatura de la Fig. 2.16 y aplicando el principio de superposición se puede deducir que:

$$\begin{aligned}
 T(s) &= \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)P(s)} = \frac{L(s)}{1 + L(s)} \\
 S(s) &= \frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{1}{1 + C(s)P(s)} = \frac{1}{1 + L(s)} \\
 S_i(s) &= \frac{Y(s)}{D_1(s)} = \frac{P(s)}{1 + C(s)P(s)} = \frac{P(s)}{1 + L(s)} = S(s)P(s)
 \end{aligned}$$

La función de transferencia de la planta,  $P(s)$ , no se puede modificar puesto que viene impuesta por la aplicación. Por otro lado,  $T(s)$ , función de sensibilidad complementaria, representa el comportamiento de la salida del sistema con respecto a la entrada del mismo. Suele aportar, esencialmente, la información de seguimiento, tracking.

$S(s)$ , la función de sensibilidad, representa el comportamiento de la salida del sistema con respecto a la perturbación que se da a la salida del mismo. Suele condensar la información más relevante en lo que respecta a la respuesta del sistema ante cualquier perturbación. Es por ello, que muchas veces se definen especificaciones sobre ella para realizar el controlador.

$S_i(s)$ , la función de sensibilidad de perturbación, representa el comportamiento de la salida del sistema con respecto a la perturbación que se da a la entrada de la planta.

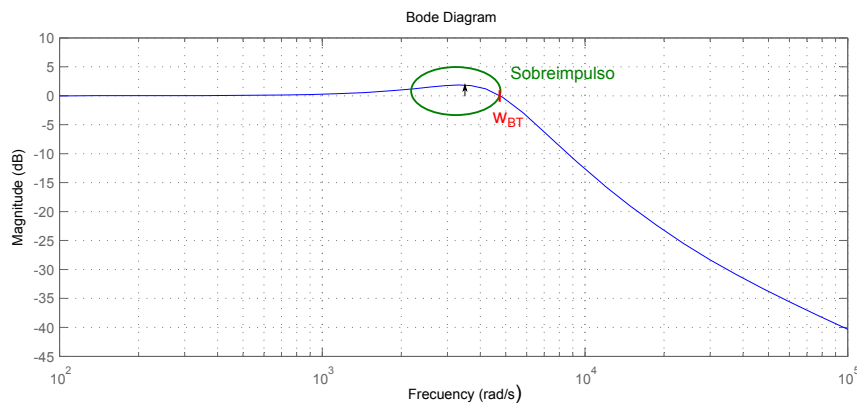


Realmente, al depender de la función de sensibilidad no se puede diseñar directamente.

$L(s)$ , la función de lazo o función de lazo abierto, representa el comportamiento de la salida del sistema con respecto a la entrada si no se tuviera realimentación, como se ha comentado anteriormente esta es la función fundamental pues es la que se diseña.

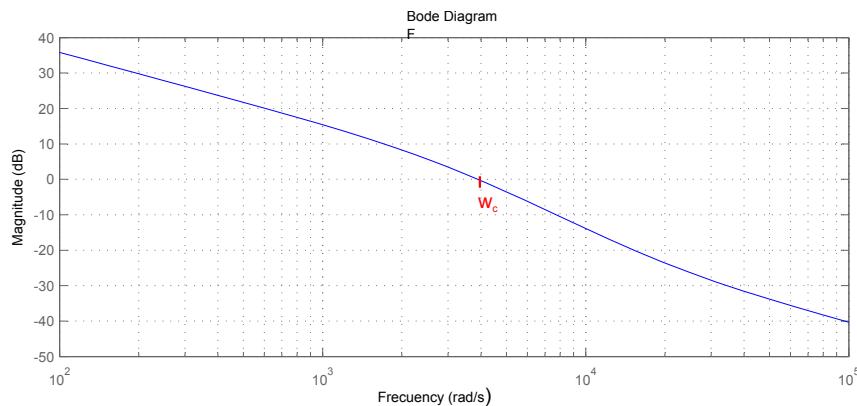
La relación que existe entre la función de sensibilidad y la función de sensibilidad complementaria,  $T(s) + S(s) = 1$ , demuestra que las diferentes funciones de sensibilidad no pueden ser diseñadas por separado. Por lo que el diseño de  $C(s)$  tiene sus limitaciones, requiriendo a menudo soluciones de compromiso.

Una buena función  $T(s)$  para seguimiento de referencias constantes, tiene el bode asociado que se muestra en la Fig. 2.20 de tal forma que se seguirán perfectamente referencias hasta una frecuencia determinada, primer ancho de banda, ( $w_{BT}$ ). El sobreimpulso que se ve, se debe a  $M_p$  mientras no sea muy alto es asumible.



**Figura 2.20:** Magnitud en el diagrama de Bode,  $T(s)$

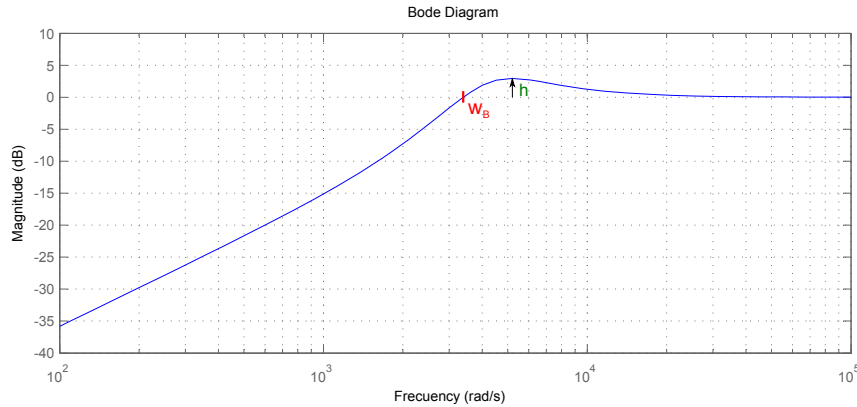
A su vez, se puede observar el diagrama de Bode asociado a la función de lazo  $L(s)$  en la Fig. 2.21; donde se muestra el **ancho de banda más importante** determinado por la frecuencia de cross-over ( $w_c$ ). Este es el que determina la velocidad del seguimiento de referencias del sistema. También interesa que la caída con la que lleva a ( $w_c$ ) sea de -20db/dec.



**Figura 2.21:** Magnitud en el diagrama de Bode,  $L(s)$

Puesto que las perturbaciones que se dan a la entrada de la planta,  $D(s)$ , y a la salida del sistema,  $D_1(s)$ , se ven multiplicadas por la función de sensibilidad  $S(s)$ , interesa que esta sea lo más baja posible (idealmente  $-\infty$ ) hasta una frecuencia determinada ( $w_B$ ),

para así poder filtrar las perturbaciones que se encuentre antes de  $w_B$ . Se puede ver un ejemplo en la Fig. 2.22.



**Figura 2.22:** Magnitud en el diagrama de Bode,  $S(s)$ .

Como ya se ha adelantado, la robustez es muy importante y el mayor indicativo es la función de sensibilidad  $S(s)$ . **El máximo valor de la función de sensibilidad,  $h$ , es el inverso de la mínima distancia,  $d$ , al punto -1 en el diagrama de Nyquist**, es decir, cuanto mayor sea este valor menos robusto será el sistema porque la distancia al -1 será menor.

$$d = \frac{1}{h}$$

Este concepto es mejor indicativo de robustez que el margen de fase y de ganancia, viendo la Fig. 2.19 se puede concluir que el máximo valor de  $S(s)$  será mayor en el sistema "poco robusto" que en el sistema "muy robusto".

Se han enumerado tres anchos de banda, normalmente cuando se habla de ancho de banda se refiere a  $w_{BT}$ , aunque cuando se diseña se refiere a  $w_c$  puesto que es el se controla en la función de lazo. En cualquier caso, existe la siguiente relación:

$$w_B < w_c < w_{BT}$$

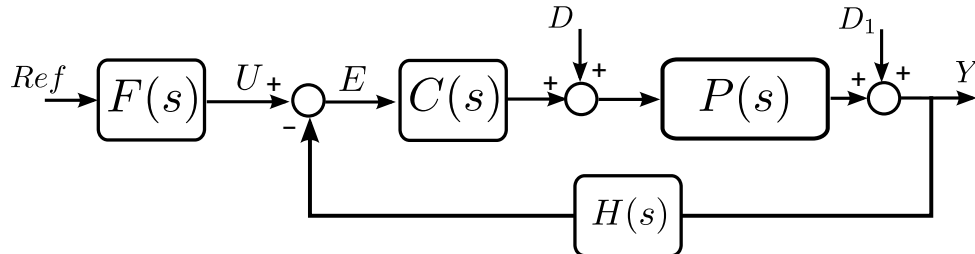
## 2.3. Técnica Clásica QFT

### 2.3.1. Introducción

La QFT es una herramienta de diseño de controladores, desarrollada por Isaac Horowitz en los años ochenta [Horowitz, 1982][Sidi, 2001], que aporta al diseñador una visión simultánea del conformado de la función de lazo y su efecto sobre las funciones de sensibilidad o sensibilidad complementaria. Dicha herramienta ha seguido desarrollándose tal y como se ve en el libro [Houpis et al., 2005], el cual ha sido utilizado como base teórica de este TFG.

A su vez, el *Control and Energy Systems Center* ha realizado una toolbox para el programa Matlab, [CES, ], con el fin de poder agilizar la labor de diseño empleando dicha técnica. Básicamente esta aplicación traspasa las especificaciones de tracking, estabilidad etc a la **Carta de Nichols**, NC, teniendo en cuenta la incertidumbre asociada a la planta que se está tratando.

Goza de una indudable reputación como método de diseño efectivo para aplicaciones prácticas, aunque su aplicación en el control de convertidores de potencia parece limitarse a aplicaciones DC/DC, uno de los objetivos de este proyecto es ver si esta técnica se puede adaptar a aplicaciones DC/AC y AC/DC. Cabe resaltar que el esquema de control supuesto a partir de ahora es el que se muestra en la Fig. 2.23. .



**Figura 2.23:** Esquema de control considerado para explicar la técnica de control QFT.

La única diferencia que existe entre el esquema de control de la Fig. 2.23 y el de la Fig. 2.16 es el prefiltro existente en el primer caso,  $F(s)$ .

### 2.3.2. Carta de Nichols

La técnica QFT se fundamenta en la utilización de la carta de Nichols para diseñar controladores [Sidi, 2001]. El principal beneficio con respecto a otras representaciones, como el diagrama de Bode o Nyquist, es la visión simultánea del conformado de la función de lazo,  $L(s)$ , y su efecto sobre la función de sensibilidad,  $S(s)$ , o sensibilidad complementaria,  $T(s)$ .

En la carta Nichols se representa la función en lazo abierto, tanto en módulo como la fase, sobre las curvas que representan el módulo de la función de sensibilidad complementaria, normalmente, o el módulo de la función de sensibilidad.

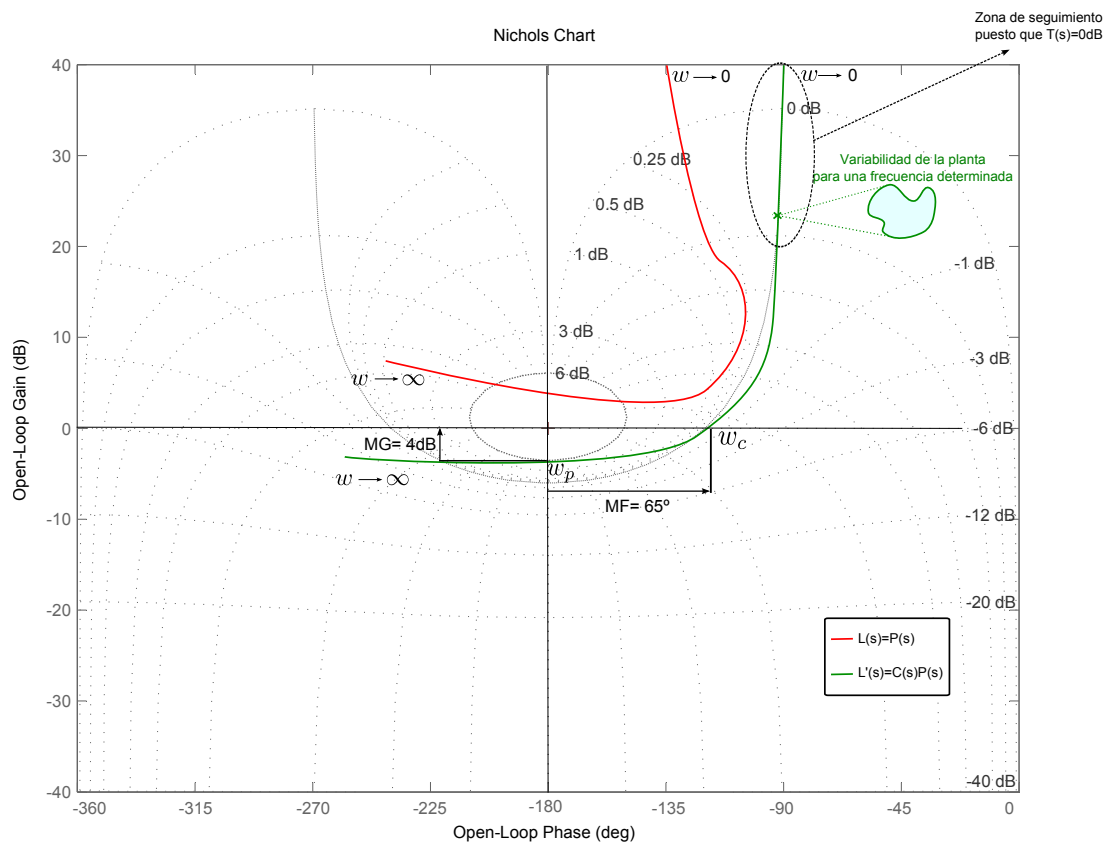
Suponer que se tiene una planta con incertidumbre tal y como se muestra en color rojo en Fig. 2.24. y se quiere lograr que tenga seguimiento de referencias constantes, además se especifica que el máximo valor de  $T(s)$  sea igual a 6dB y que el sistema en lazo cerrado sea estable. Para lograr los objetivos, se debe obtener que la planta controlada, función de lazo abierto sea, aproximadamente, la que se muestra en color verde en la Fig. 2.24. Se diseña añadiendo redes típicas como ceros, polos, resonadores etc.

Se observa que cuando  $w \rightarrow 0$  la ganancia de la función de sensibilidad complementaria es cero, lo que indica que la ganancia de la función de lazo abierto tiende a infinito y por lo tanto se siguen referencias constantes, además el sistema es estable con un margen de ganancia igual a  $\infty$  y un margen de fase igual a  $65^\circ$ . Por otro lado, como mucho el máximo valor de  $T(s)$  es de 6dB y este se produce en la frecuencia  $w_p$ .

La carta de Nichols resultante con la plantilla sobre  $|S(s)|$ , es similar a la de la Fig. 2.24. Suele resultar útil conjugar ambas plantillas, para así tener una visión aun más general del conformado del controlador.

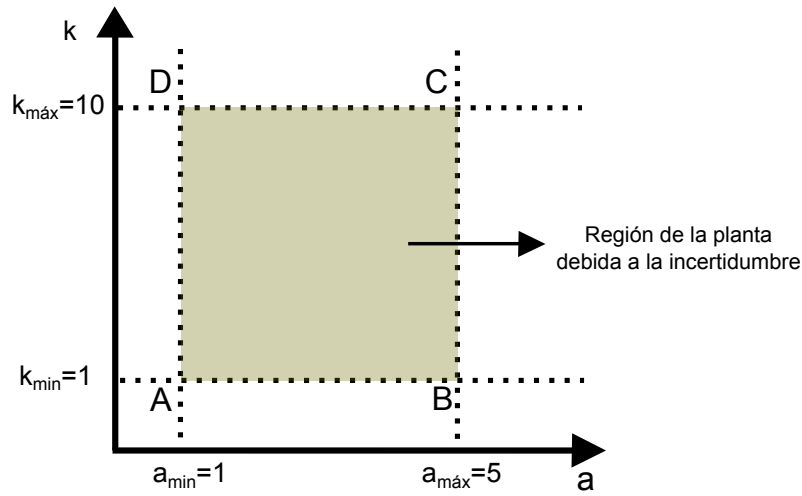
Cuando se tiene incertidumbre en una planta, el módulo y la fase para una frecuencia determinada no toma un valor único, si no que tiene valores infinitos, este hecho lleva a definir el termino template.

Los templates de la planta indican como varia la planta, en modulo y fase, para cada una de las frecuencias. Por ejemplo, en la Fig. 2.25 se puede ver esta variando en



**Figura 2.24:** Ejemplo de diseño en la carta de Nichols para referencias constantes, con plantilla sobre  $|T(s)|$ .

ejes cartesianos, suponiendo que la planta tiene una incertidumbre en dos parámetros,  $k$  y  $a$ .



**Figura 2.25:** *Template de la planta para una frecuencia determinada en ejes cartesianos.*

La toolbox que se utiliza en este proyecto realiza dichos templates automáticamente para cada frecuencia de estudio.

### 2.3.3. Especificaciones de estabilidad relativa

La estabilidad se define con el margen de ganancia y de fase. Se debe definir un margen de fase mínimo (en  $^{\circ}$ ) y un margen de ganancia mínimo (en dB) que se quiere que tenga el sistema.

Se define el margen de ganancia, MG, en términos de  $|T(jw)|_{max} = \mu$ , para  $w_p$  donde  $\angle L(jw_p) = -180^{\circ}$ . Entonces:

$$|T(jw)| = \left| \frac{-L(jw_p)}{1 - L(jw_p)} \right| = \frac{L(jw_p)}{1 - L(jw_p)}$$

Si  $L(jw_p)$  es real, que de hecho lo es, entonces:

$$MG = 1 + \frac{1}{|T(jw)|}$$

$$MG \geq 1 + \frac{1}{|T(jw)|_{max}} = 1 + \frac{1}{\mu}$$

Operando en escala logarítmica se obtiene la expresión final:

$$MG(dB) \geq 20 \log \left( 1 + \frac{1}{\mu} \right) \quad (2.6)$$

Se define el margen de fase, MF, en términos de  $|T(jw)|_{max} = \mu$ , para  $w_c$  donde  $|L(jw_c)| = 0dB$ . Entonces:

$$T = \frac{e^{j\theta w}}{1 + e^{j\theta w}} = \frac{1}{1 + e^{-j\theta w}}; \quad \theta = \angle L(jw_c)$$

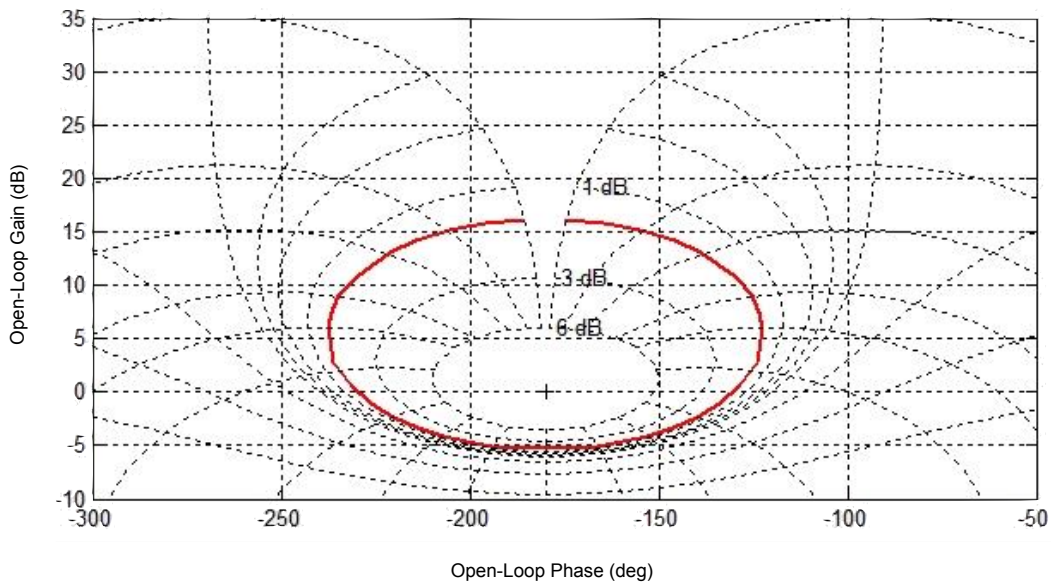
Teniendo en cuenta que  $MF + \theta = 180$ , se puede expresar que:

$$|T|^2 = \frac{1}{2(1 + \cos\theta)} = \frac{1}{2(1 - \cos(MF))} = \frac{1}{4\sin^2(MF/2)}$$

Sustituyendo  $|T(jw)| = \mu$  se obtiene la expresión final:

$$MF(\text{rad/s}) \geq 2\arccos\left(\frac{1}{2\mu}\right) \quad (2.7)$$

Se ilustra lo explicado con uno ejemplo. Se quiere un  $MG \geq 5\text{dB}$  y un  $MF \geq 50$ , operando (2.6) el máximo valor de  $|T(s)|$  es igual a  $1.43\text{dB}$ , tal y como se muestra en Fig. 2.26.



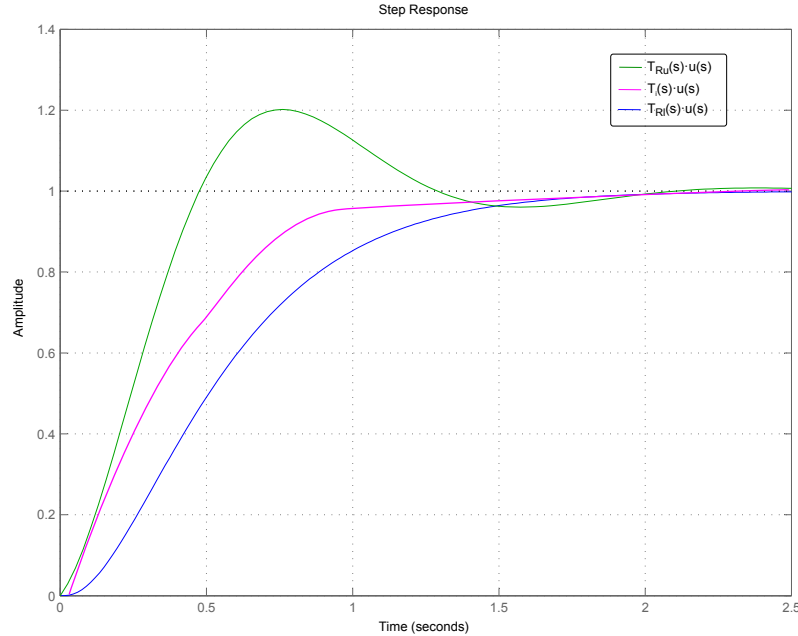
**Figura 2.26:** Estabilidad relativa trasladada a la carta de Nichols con plantilla sobre  $|T(s)|$ . Donde  $|T(s)|_{\max}$  no debe ser superior a  $1.43\text{dB}$ .

Por lo tanto,  $1.43\text{dB}$  será el máximo valor de la función de sensibilidad complementaria, ninguna de las plantas (controladas) deben pasar por dentro de la curva representada en la Fig. 2.26, logrando así el objetivo, pues ninguna de ellas tendrá  $|T(s)| \geq 1.43\text{dB}$ .

Otra opción sería escribir los márgenes de estabilidad relativa en función del máximo valor de la función de sensibilidad,  $|S(s)|_{\max}$ , esto sería mas útil dado que es un mejor indicativo de la robustez del sistema que  $|T(s)|_{\max}$ . Sin embargo, la toolbox utilizada no deja implementar esta opción.

### 2.3.4. Especificaciones de tracking DC

Para especificar el comportamiento ante un cambio de referencia de tipo escalón, DC, se realizan dos respuestas ficticias que representan los límites deseados de cualquier respuesta del sistema tal y como se puede ver en la Fig. 2.27.



**Figura 2.27:** Respuesta ante un escalón unitario,  $u(s)$ , de un sistema imaginario,  $T_i(s)$  que se encuentra entre dos respuestas ante la misma referencia que representan los límites deseados de la misma.

Es decir, todas las plantas(controladas) debidas a la incertidumbre en los parámetros de la misma han de estar entre un límite superior y un límite inferior. Estos límites se modelan con dos funciones de transferencia, la superior,  $T_{Ru}(s)$ , sera más exigente que la inferior,  $T_{Rl}(s)$ . Por lo que se determina que:

$$T_{Rl}(s) \leq \left| F(s) \frac{C(s)P(s)}{1+C(s)P(s)} \right| \leq T_{Ru}(s)$$

Para conformar  $T_{Ru}(s)$  se le suele dejar que la respuesta tenga un sobreimpulso,  $M_p$ , sobre una referencia del tipo escalón unitario, también se define el tiempo de establecimiento,  $t_{su}$ , ambos parámetros dependerán de la aplicación en cuestión. La primera aproximación es un sistema de segundo orden con polos complejos conjugados:

$$T_{Ru}(s) = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2}$$

$$t_{su} = \frac{4}{\xi w_n^2}; \quad \xi = f(M_p)$$

Con esta función de transferencia se cumple con las especificaciones de diseño, sin embargo es interesante que se abra a altas frecuencias para permitir más variabilidad en las diferentes plantas que se producen debido a la incertidumbre en sus parámetros, de hecho en la práctica sucede así. Por ello, se añade un cero por lo menos una década después de  $\Re[-\xi w_n \pm w_n \sqrt{\xi^2 - 1}]$ , quedando la siguiente expresión definitiva:

$$T_{Ru}(s) = \frac{\left(\frac{w_n^2}{a}\right)(s+a)}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2} \quad (2.8)$$

Para conformar  $T_{Rl}(s)$  se suele hacer que la respuesta ante un escalón sea críticamente amortiguada o sobreamortiguada, también se define el tiempo de establecimiento ( $t_{sl}$ ) que sera algo menor, o el mismo, al establecido en  $T_{Ru}(s)$ . La primera aproximación es un sistema de segundo orden con dos polos iguales y reales:

$$T_{Rl}(s) = \frac{\sigma^2}{(s + \sigma)^2}$$

$$t_{sl} = \frac{4}{\sigma_D}; \quad \sigma > \sigma_D$$

Por la misma razón que la expuesta anteriormente se debe abrir la función de transferencia a altas frecuencias. Por lo que se añade un polo por lo menos una década después de  $|\sigma|$ , quedando la siguiente expresión definitiva:

$$T_{Rl}(s) = \frac{\sigma^2 \sigma_2}{(s + \sigma)^2 (s + \sigma_2)} \quad (2.9)$$

Se va a ilustrar esta especificación de tracking sobre un ejemplo. Se quiere modelar un control de tracking  $T_R(s) = Y(s)/U(s)$  que cumpla con:

- $T_{Ru}(s)$ :  $M_p = 1,2, t_{su} = 2s$
- $T_{Rl}(s)$ :  $M_p = \text{sobreamortiguado}, t_{sl} = 2s$

Siguiendo las expresiones 2.13 y 2.9, se obtiene que:

$$T_{Ru}(s) = \frac{0,945s + 18,9}{s^2 + 4s + 18,9}$$

$$T_{Rl}(s) = \frac{428,8}{s^3 + 42s^2 + 257,3s + 428,8}$$

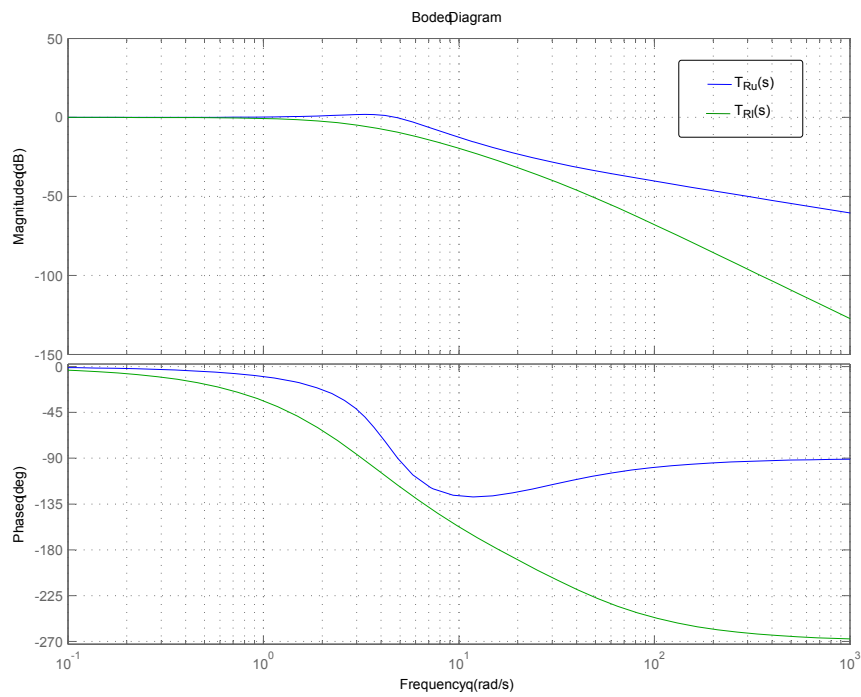
Los diagramas de Bode asociados a las anteriores funciones de transferencia son los que se muestran en la Fig. 2.28 y las respuestas ante un escalón unitario se muestran en la Fig. 2.29. Como vemos, se cumple con las especificaciones.

Hay veces que es necesario conformar un prefiltro,  $F(s)$  para terminar de cumplir las especificaciones de tracking, es decir, para que todas las plantas debidas a la incertidumbre queden entre  $T_{Ru}(s)$  y de  $T_{Rl}(s)$  definitivamente. El diseño suele ser sencillo, dado que esta especificación se cumple, esencialmente, al conformar el controlador  $C(s)$ .

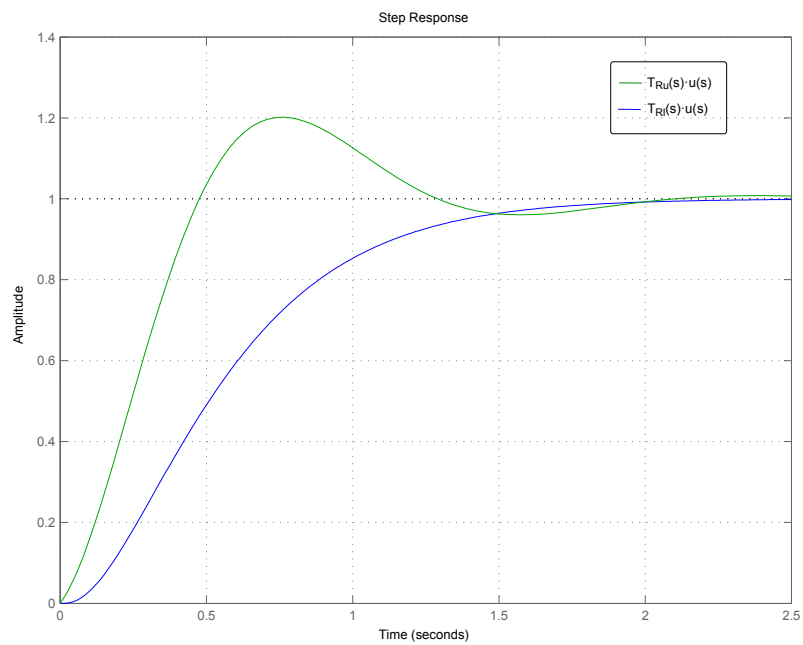
### 2.3.5. Especificaciones ante perturbaciones DC

Es necesario especificar como va a responder el sistema ante una perturbación a la entrada de la planta tipo escalón,  $D$ , o ante una perturbación a la salida del sistema tipo escalón,  $D_1$ . En el primer caso se debe de dar la especificación en forma de la función de sensibilidad de perturbación,  $S_i(s)$  y en el segundo caso se debe dar la especificación en forma de la función de sensibilidad,  $S(s)$ .





**Figura 2.28:** Diagramas de Bode, de  $T_{Ru}(s)$  y de  $T_{Rl}(s)$  donde a altas frecuencias se permite mayor variabilidad de la planta.



**Figura 2.29:** Respuesta ante un escalón unitario,  $u(s)$ , de  $T_{Ru}(s)$  y de  $T_{Rl}(s)$  con el mismo tiempo de establecimiento, 2s, pero con un coeficiente de amortiguamiento diferente.

Para conformar ambas funciones se puede utilizar la siguiente expresión, aunque se expresara en forma en función de  $S_i(s)$ , por ejemplo, para que resulte el desarrollo más sencillo.

$$S_i(s) = \frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{s(s+g)}{(s+g)^2 + h^2} \quad (2.10)$$

Para calcular  $g$  y  $h$ , valores de la expresión (2.10), se indica como ha de ser la respuesta ante dicha perturbación. De tal forma, que hay una parte exponencial que regula la caída y una parte sinusoidal que regula la resonancia de la caída. Suele interesar que la oscilación sea pequeña,  $h$  pequeña para que no suba el máximo valor de la sensibilidad  $S(s)$ .

$$y(t) = e^{(-gt)} \cos(ht) \quad (2.11)$$

Se suele especificar que el valor de la salida ante dicha perturbación menor o igual a un límite,  $\alpha_p$  para un tiempo determinado, de tal forma:

$$|y(t)| \leq \alpha_p$$

Se va a ver el funcionamiento de esta especificación con un ejemplo. Se quiere que ante una perturbación de tipo escalón unitario la salida sea  $|y(t)| \leq 0,01$  para  $t \geq 60ms$ . Haciendo uso de las expresiones 2.11 y 2.10 obtenemos la siguiente función de transferencia.

$$S_i(s) = \frac{s(s+70)}{(s+70)^2 + 18^2}$$

Es decir,  $g$  es igual a 70 y que  $h$  es igual a 18 rad/s. Podemos ver la respuesta en la Fig. 2.30, la oscilación es nula porque la frecuencia no llega a 3 Hz.

Además, existen múltiples funciones de transferencia que cumplen con las especificaciones, como por ejemplo:

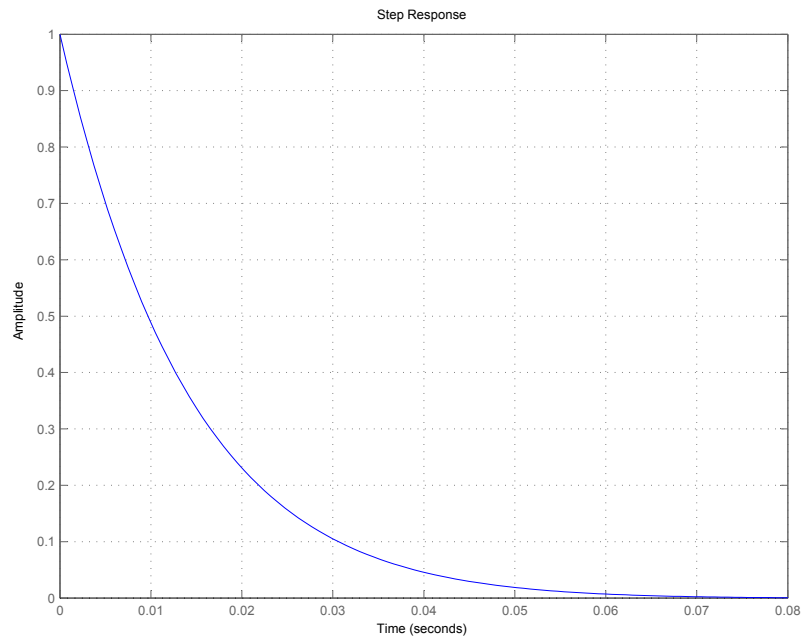
$$S'_i(s) = \frac{s(s+58,4)}{(s+58,4)^2 + 4000^2}$$

Es decir,  $g$  es igual a 58.4 y que  $h$  es igual a 4000 rad/s. Se puede ver la respuesta en la Fig. 2.31, que la oscilación es muy grande porque la frecuencia es de 636 Hz. Esta respuesta es claramente peor a la anterior.

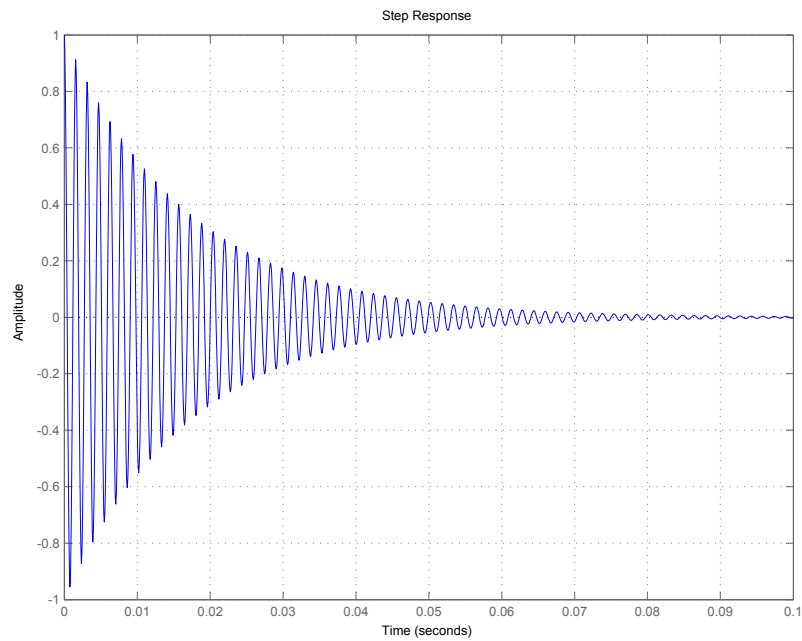
### 2.3.6. Conformado del controlador $C(s)$ : Composición de Bounds

Las especificaciones de tracking,  $B_R(s)$ , respuesta ante una perturbación,  $B_D(s)$ , y especificaciones de estabilidad relativa,  $B_S(s)$ , conforman diferentes Bounds, o contornos en la carta de Nichols. Por hacer más sencilla la explicación, se van a obviar los bounds de estabilidad,  $B_S(s)$ , además suelen ser los menos restrictivos en la mayoría de las aplicaciones.

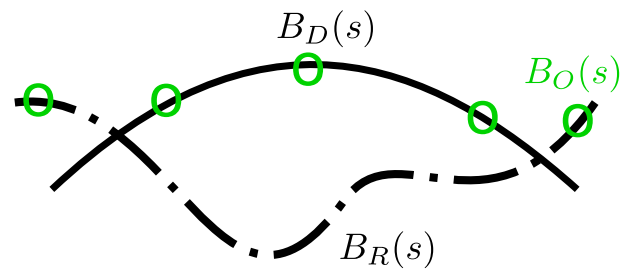
Más específicamente, lo que importa es la intersección entre  $B_D(s)$  y  $B_R(s)$  puesto que así se obtienen los bounds más restrictivos, los más exteriores. Esta composición,



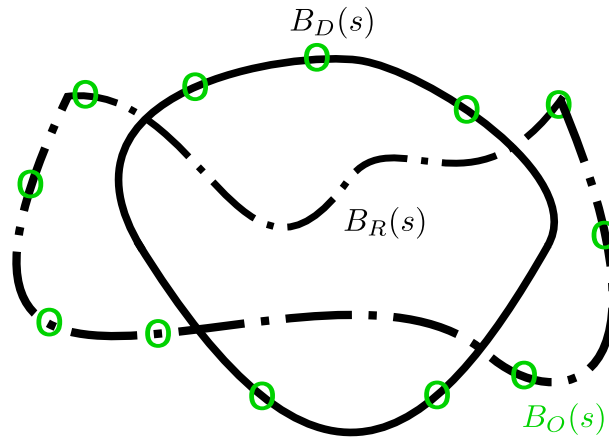
**Figura 2.30:** Respuesta ante una perturbación tipo escalón unitario, con  $h=18$  rad/s y tiempo de atenuación de 60 ms,  $S_i(s)$ .



**Figura 2.31:** Respuesta ante una perturbación tipo escalón unitario, con  $h=4000$  rad/s y tiempo de atenuación de 60 ms,  $S'_i(s)$ .



**Figura 2.32:** Composición de bounds abiertos. Dando como resultado  $B_O(s)$ .



**Figura 2.33:** Composición de bounds cerrados. Dando como resultado  $B_O(s)$ .

$B_O(s)$ , es la que se usa para diseñar el controlador. Se puede ver con dos ejemplos mostrados en la Fig. 2.32 y la Fig. 2.33 .

La toolbox ya indica cual es el punto de restrictivo de cada template de la planta, para todas las frecuencias a estudio. **Estos puntos, unidos al  $B_O(s)$  correspondiente para cada una de las frecuencias a estudio permiten conformar el controlador.**

Si  $B_O(s)$  correspondiente a una frecuencia  $w_X$  es abierto tal y como se ve en la Fig. 2.32, el valor en módulo y fase de la planta controlada para  $w_X$  debe de quedar por encima de dicho  $B_O(s)$ . Si  $B_O(s)$  correspondiente a una frecuencia  $w_Y$  es cerrado tal y como se ve en la Fig. 2.33, el valor en módulo y fase de la planta controlada para  $w_Y$  debe de quedar por **fuera** de dicho  $B_O(s)$ .

Cabe resaltar que si el bound tiene un contorno liso, el valor del modulo a dicha frecuencia debe quedar por encima. Mientras que si el contorno es punteado el valor del modulo a dicha frecuencia debe quedar por debajo.

Teniendo en cuenta lo anterior el diseño puede efectuarse siguiendo los procedimientos clásicos tales como añadir polos, ceros, ganancia... para lograr el objetivo en cada frecuencia. Se realiza un pequeño ejemplo, en la Fig. 2.34 se ve la planta sin controlar y en la Fig. 2.35 se ve la planta ya controlada.

## 2.4. Diseño del controlador en tiempo discreto

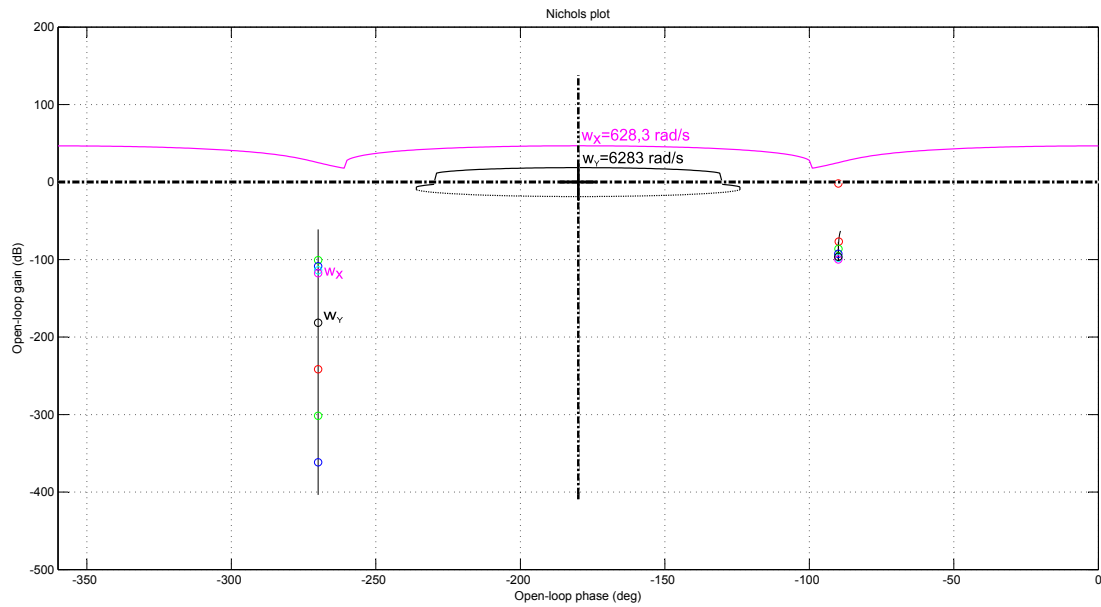
### 2.4.1. Introducción

Sin duda alguna, tener un controlador discreto es muy importante puesto que permite implementarlo sobre una plataforma real. El esquema de control es el de la Fig. 2.36.

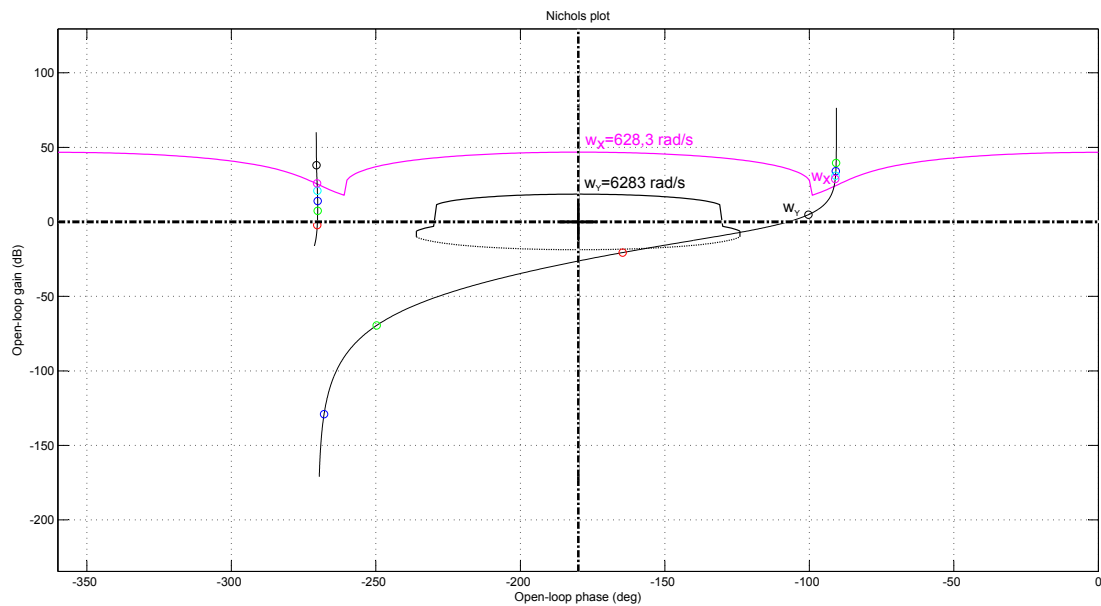
En sentido estricto, no se realiza un mantenedor de orden cero, ZOH, si no que se realiza un modulador PWM. Pero que en la práctica, esta aceptada la aproximación porque si no el modelo resultante es demasiado complejo.

Los pasos que se siguen para conformar el controlador,  $C(z)$ , en tiempo discreto se pueden ver en la Fig. 2.37, todos estos pasos se desglosan a continuación.

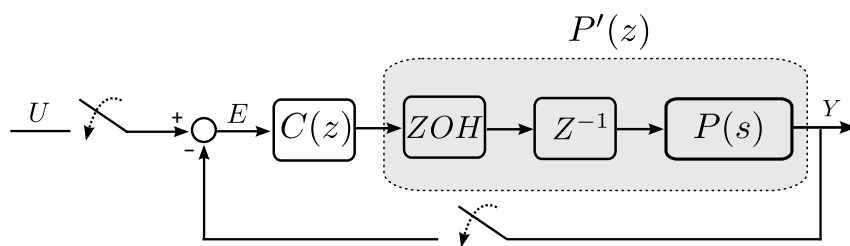
Esta forma de abordar el problema tiene unas claras **ventajas**: al realizar el controlador en el dominio  $w$ , se pueden utilizar técnicas de diseño en tiempo continuo, dado que las técnicas de diseño en tiempo discreto no están tan desarrolladas. Pero se tiene que tener en cuenta que ahora la planta tiene, además, la dinámica de un retardo y la



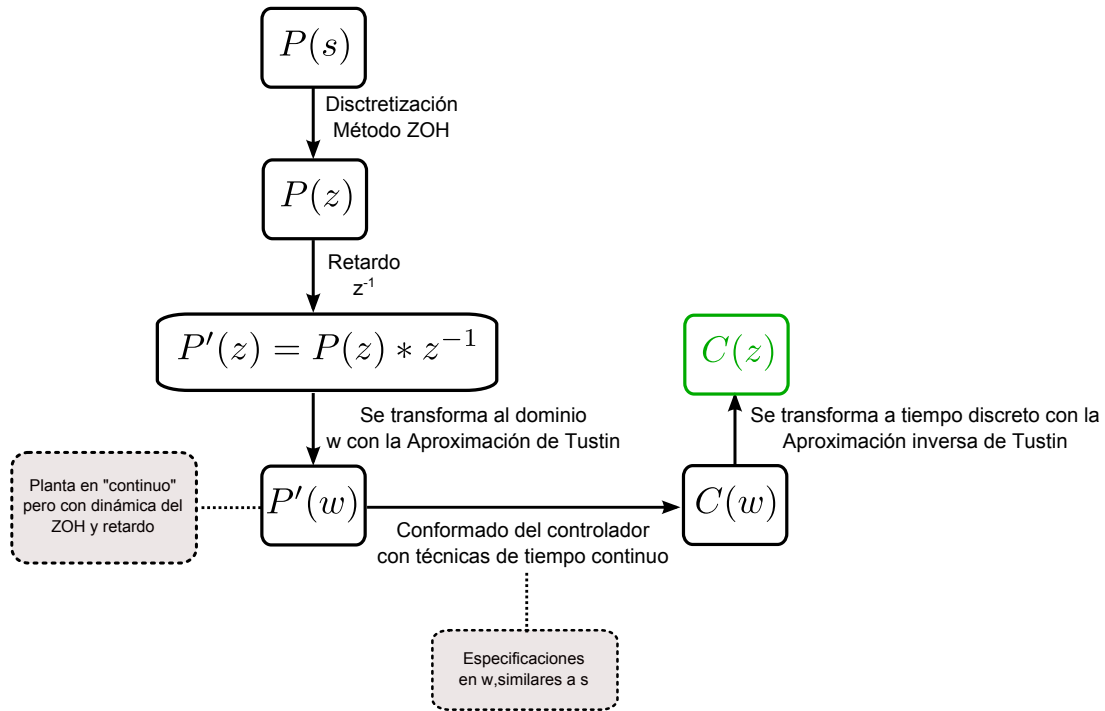
**Figura 2.34:** Planta sin controlar en la carta de Nichols para dos frecuencias determinadas,  $w_x$  e  $w_y$ .



**Figura 2.35:** Planta controlada en la carta de Nichols para dos frecuencias determinadas,  $w_x$  e  $w_y$ .



**Figura 2.36:** Esquema de control discreto considerado.



**Figura 2.37:** Esquema de diseño de un controlador discreto

dinámica del ZOH. La única diferente existentes entre las especificaciones en el dominio  $s$  y en el dominio  $w$ , es una limitación que aparece en el ancho de banda.

### 2.4.2. Preparación de la planta $P'(w)$

Como se ha comentado antes, se tiene que trabajar la planta,  $P(s)$ , para poder realizar el controlador discreto. Para añadirle la dinámica del mantenedor de orden cero, simplemente debemos de pasar  $P(s)$  a discreto utilizando dicho método obteniendo  $P(z)$ . Para añadir la dinámica de un retraso en el periodo de muestreo, simplemente se debe multiplicar  $P(z) * z^{-1}$ , obteniendo así  $P'(z)$ . Solamente se añade un retardo porque se trabaja a nivel hardware, si no, habría que añadir mas retardos.

Por último, se transforma del dominio  $z$  al dominio  $w$  con la transformación bilineal o aproximación de Tustin, obteniendo así  $P'(w)$ .

$$z = \frac{2 + T_s w}{2 - T_s w}; \text{ siendo } T_s \text{ el periodo de muestreo}$$

Con la planta preparada ya se puede trabajar cómodamente en tiempo continuo. Esta **hibridación** es realmente interesante puesto que permite trabajar con funciones de transferencias con dinámicas propias del tiempo de discreto y con funciones de transferencia puramente continuas.

### 2.4.3. Conformado del controlador $C(z)$ . Especificaciones en el dominio $w$

Las especificaciones en el dominio  $s$  son las mismas que se tienen en el dominio  $w$ , pero existe una clara limitación en el ancho de banda. Por un lado se tiene un retardo, y

por el otro el ZOH añade un cero de fase no mínima, siendo esto último lo más restrictivo. Por lo tanto el **máximo ancho de banda** que posible es:

$w_c = \frac{|z|}{2}$ ; Siendo  $|z|$  el módulo del cero de fase no mínima más restrictivo, más pequeño.

Una vez realizado el controlador en el dominio  $w$ ,  $C(w)$ , es muy sencillo pasarlo a discreto,  $C(z)$ , se debe de usar la transformación bilineal inversa.

$$w = \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1}; \text{ siendo } T_s \text{ el periodo de muestreo}$$

## 2.5. Especificaciones Moduladas

La referencia utilizada para pasar especificaciones de DC a AC es [Zmood, 2003], en el se explica exhaustivamente este tema, sobretodo en el capítulo 3 (*Single Phase Lineal Regulation*). Se puede concluir que solamente se debe realizar el siguiente cambio de variable para modular una función de transferencia a una frecuencia  $w$ .

$$H_{AC}(s) = H_{DC}\left(\frac{s^2 + w^2}{2s}\right) \quad (2.12)$$

Se realiza un ejemplo de modulación, donde se pasare una especificación de tracking para referencias DC a una especificación para una referencia sinusoidal de 10 Hz. Teniendo en cuenta que se quiere un  $M_p$  de 1.3,  $\xi = 0,35$ , sobre un escalón unitario y un tiempo de establecimiento de 2 s.

Teniendo en cuenta la expresión explicada anteriormente:

$$T_R(s) = \frac{\left(\frac{w_n^2}{a}\right)(s+a)}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2} \quad (2.13)$$

Se obtiene que:

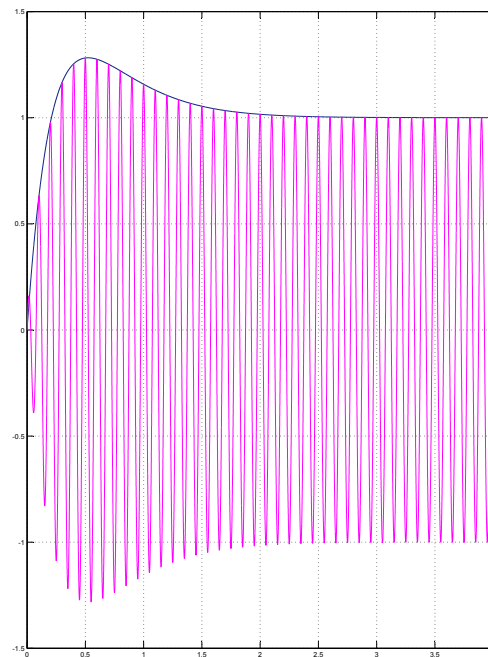
$$T_R(s) = \frac{40s + 50}{5s^2 + 32s + 50}$$

Haciendo el cambio que se propone en la expresión 2.12 con  $w = 20\pi \text{ rad/s}$  se obtiene lo siguiente:

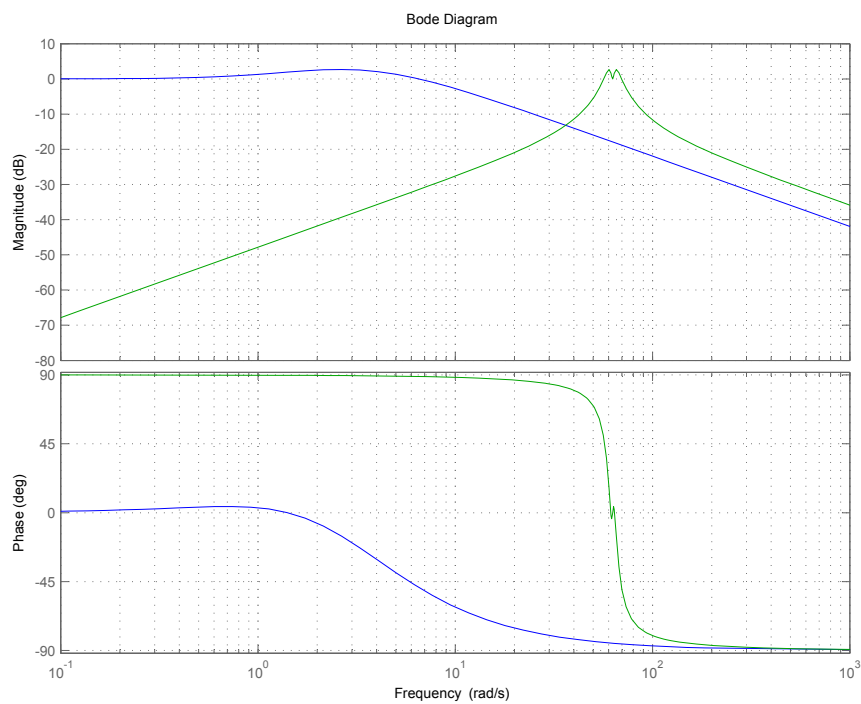
$$T_{RAC}(s) = \frac{3,89 * 10^{26} s^3 + 9,67 * 10^{26} s^2 + 1,52 * 10^{30} s}{2,41 * 10^{25} s^4 + 3,09 * 10^{26} s^3 + 1,91 * 10^{30} s^2 + 1,22 * 10^{29} s + 3,76 * 10^{32}}$$

Aplicando un escalón unitario sobre  $T_R(s)$  y una sinusoidal de amplitud uno con una frecuencia de 10 Hz sobre  $T_{RAC}(s)$ , se pueden ver los resultados en la Fig. 2.38 , también se puede ver el diagrama de Bode asociados a ambas funciones de transferencia en la Fig. 2.39.

Los resultados son lógicos, por un lado la señal sinuoidal se establece en 2s siendo envuelta por la señal DC y por otro lado, se ve en el diagrama de Bode de  $T_{RAC}(s)$  que solo seguiremos referencias de 10 Hz ( $20\pi \text{ rad/s}$ ) con error nulo.



**Figura 2.38:** Respuesta ante un escalón unitario de  $T_R(s)$  (azul) y de una sinusoidal de 10Hz de  $T_{RAC}(s)$  (magenta). Comparación entre la respuesta sin modular y la respuesta modulada.



**Figura 2.39:** Diagrama de Bode de  $T_R(s)$  (azul) y de  $T_{RAC}(s)$  (verde). Comparación entre la respuesta sin modular y la respuesta modulada.



## 2.6. Conclusiones

Todos los conceptos expuestos anteriormente son, en esencia, los que se usan en el desarrollo de este proyecto. Siendo necesario, desarrollar, investigar la técnica QFT en aplicaciones con especificaciones AC.



## Capítulo 3

# Diseño del Controlador en Tiempo Discreto

En este capítulo se incluye la descripción del desarrollo del trabajo, diseño del controlador de corriente en tiempo discreto. El capítulo se estructura en los siguientes apartados:

1. Análisis de la planta.
2. Análisis del feedforward imperfecto
3. Objetivos y especificaciones.
4. Diseño razonado.
5. Análisis de la planta controlada.
6. Controlador discreto en VVEE.
7. Aspectos relacionados con la implementación en la plataforma.

### 3.1. Análisis de la planta

Tal como se ha comentado, este TFG esta orientado al control de corriente (nivel interno) de un convertidor VSC trifásico conectado a la red. Todo el desarrollo teórico se realiza en la sección 2.1. En esta sección se exponen los conceptos más relevantes de la aplicación.

El controlador se diseñal en tiempo discreto, para así poder realizar pruebas y experimentos sobre la planta real. El controlador se implementa mediante un DSP y este trabaja en tiempo discreto.

#### 3.1.1. Planta en el dominio $s$ , continuo

Como se ha comentado anteriormente, este es el **lazo principal** en el que se centra este trabajo final de grado y por ello se debe prestar especial atención en su desarrollo. Teniendo en cuenta que el modelo promediado del VSC es el que se muestra en la Fig.3.1.

No es difícil demostrar que  $v_{Nn}$  no afecta a la corriente por tratarse de un sistema a tres hilos.

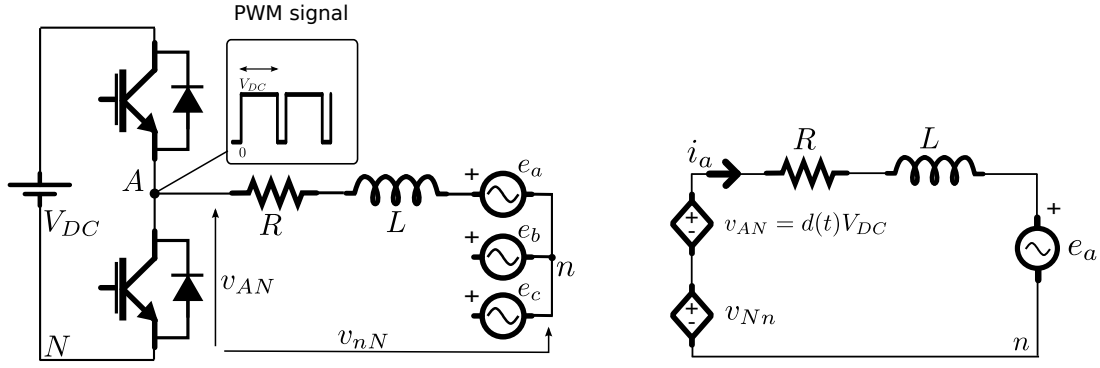
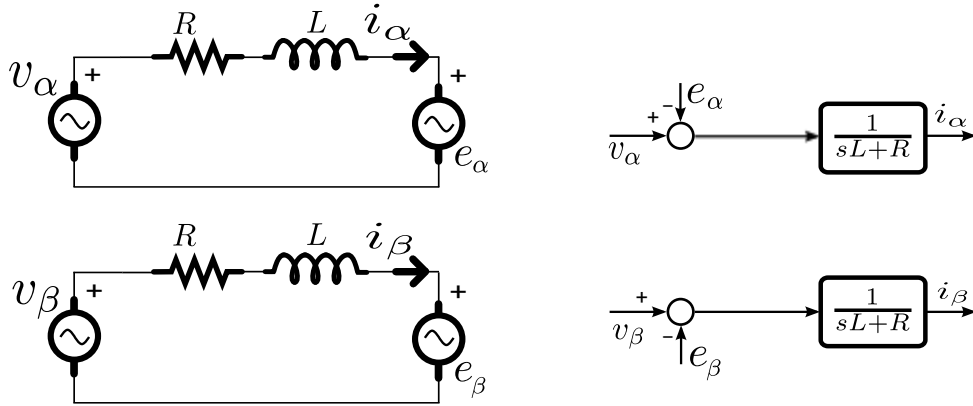


Figura 3.1: VSC promediado

$$v_{Nn} = \frac{1}{3}(e_a + e_b + e_c - v_{AN} - v_{BN} - v_{CN})$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} v_{An} \\ v_{Bn} \\ v_{Cn} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} v_{AN} + v_{Nn} \\ v_{BN} + v_{Nn} \\ v_{CN} + v_{Nn} \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} + \underbrace{K \begin{bmatrix} v_{Nn} \\ v_{Nn} \\ v_{Nn} \end{bmatrix}}_0 = K \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix}$$

El modelo equivalente en ejes  $\alpha\beta$  del circuito  $RL$  se hace teniendo en cuenta los conceptos expuestos en la sección anterior y se puede ver en la figura 3.2.

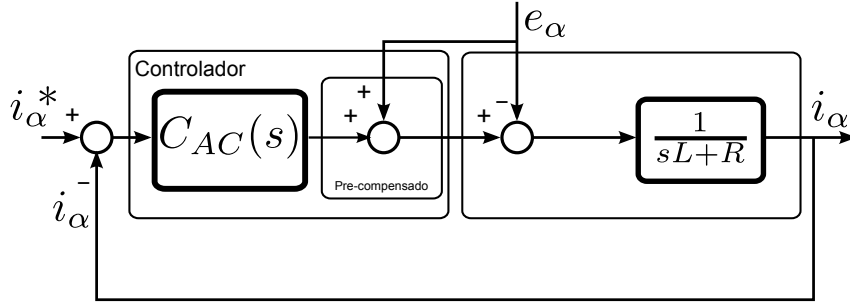
Figura 3.2: VSC promediado en ejes  $\alpha\beta$  y planta considerada en el lazo interno de corriente.

Además se puede deducir la expresión de la **planta**, puesto que  $e_\alpha$  y  $e_\beta$  (tensiones de red) se pueden considerar perturbaciones. Es importante tener en cuenta este **criterio de signos**. Si las corrientes son positivas, el convertidor trabajara como inversor y si son negativas como rectificador.

$$\frac{i_\alpha(s)}{v_\alpha} = \frac{1}{sL + R}$$

$$\frac{i_\beta(s)}{v_\beta} = \frac{1}{sL + R}$$

Para diseñar el controlador  $C_{AC}(s)$  se debe preparar, pre-compensando, la planta eliminando las perturbaciones de red (si se trabajara en ejes  $dq$  se deberían eliminar también los acoplos entre canales). Cabe resaltar que se diseñan dos controladores iguales, uno por cada canal. El esquema de regulación se muestra en la figura 3.3.



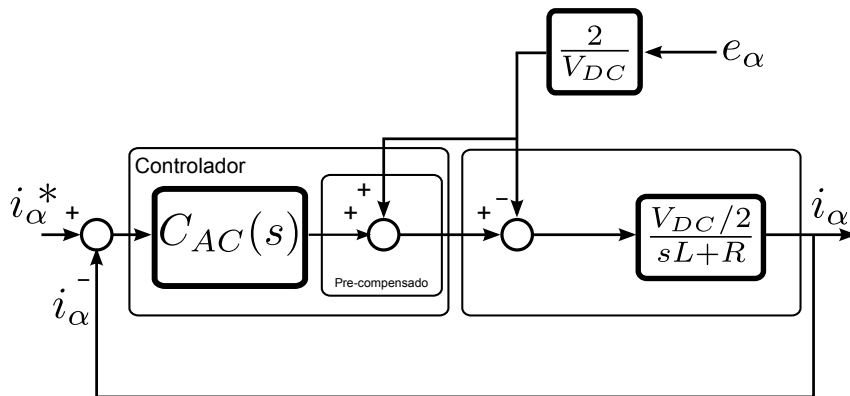
**Figura 3.3:** Esquema del control de corriente con pre-compensación de la tensión de red, feedforward.

Podría interesar normalizar la planta para que la actuación varíe entre  $\pm 1$ , aunque no se hará en este trabajo. Si se opta por ello, realmente el modelo de la planta que sería el siguiente:

$$\frac{i_\alpha}{v_\alpha}(s) = \frac{V_{DC}/2}{sL + R}$$

$$\frac{i_\beta}{v_\beta}(s) = \frac{V_{DC}/2}{sL + R}$$

El esquema de control, con pre-compensación, si se trabajara con la planta normalizada que realizaría se muestra en la Fig. 3.4.



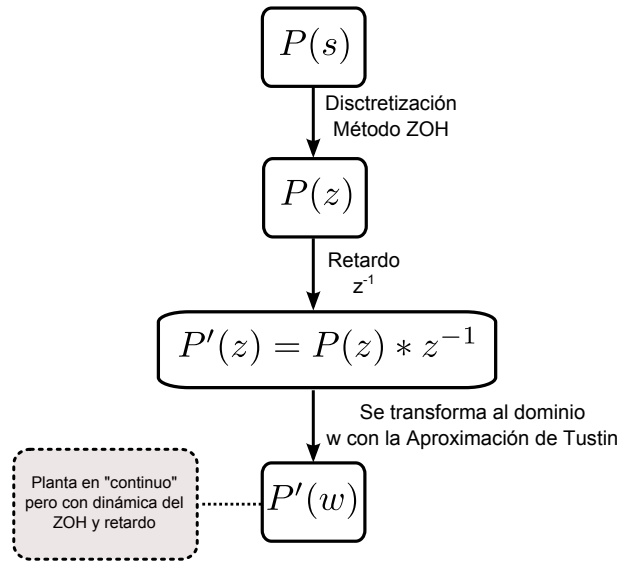
**Figura 3.4:** Esquema control de corriente con la planta normalizada.

En cualquier caso, se trata de una planta de orden uno (**filtro L**). En este caso, los valores numéricos de los componentes son los siguientes. Cabe resaltar que el único parámetro que se ha supuesto que tiene incertidumbre es la inductancia  $L$ , con una distribución de probabilidad uniforme. Al no conocerse exactamente la impedancia equivalente de línea de la red, esta se traslada a una incertidumbre en la inductancia del filtro  $L$ .

$$\begin{aligned}
 V_{DC} &= 700 \text{ V} \\
 R &= 47,4 \text{ m}\Omega \\
 L &\in [5,1 \text{ y } 6,8] \text{ mH} \\
 e_{abc} &= 120V_{rms} \text{ a } 60\text{Hz}
 \end{aligned}$$

### 3.1.2. Planta en el dominio z, discreto y w

Como se ha comentado en la sección 2.4, se debe pasar la planta a tiempo discreto añadiendo las dinámicas de un retardo y del ZOH para así poder diseñar el nuevo controlador en el dominio w. Este procedimiento se muestra en la Fig. 3.5.



**Figura 3.5:** *Planta en los diferentes dominios.*

Es importante tener en cuenta la función de transferencia en el dominio s de un mantenedor de orden cero es:

$$ZOH(s) = \frac{1 - e^{-sT_s}}{s}$$

Desarrollando las diferentes transformaciones y cálculos:

$$P(z) = \mathcal{Z} \left[ \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \cdot \frac{1}{Ls + R} \right] = \frac{1}{L}(1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left[ \frac{1}{s + R/L} \right] = \frac{(1 - e^{-\frac{RT_s}{L}})}{R(z - e^{-\frac{RT_s}{L}})}$$

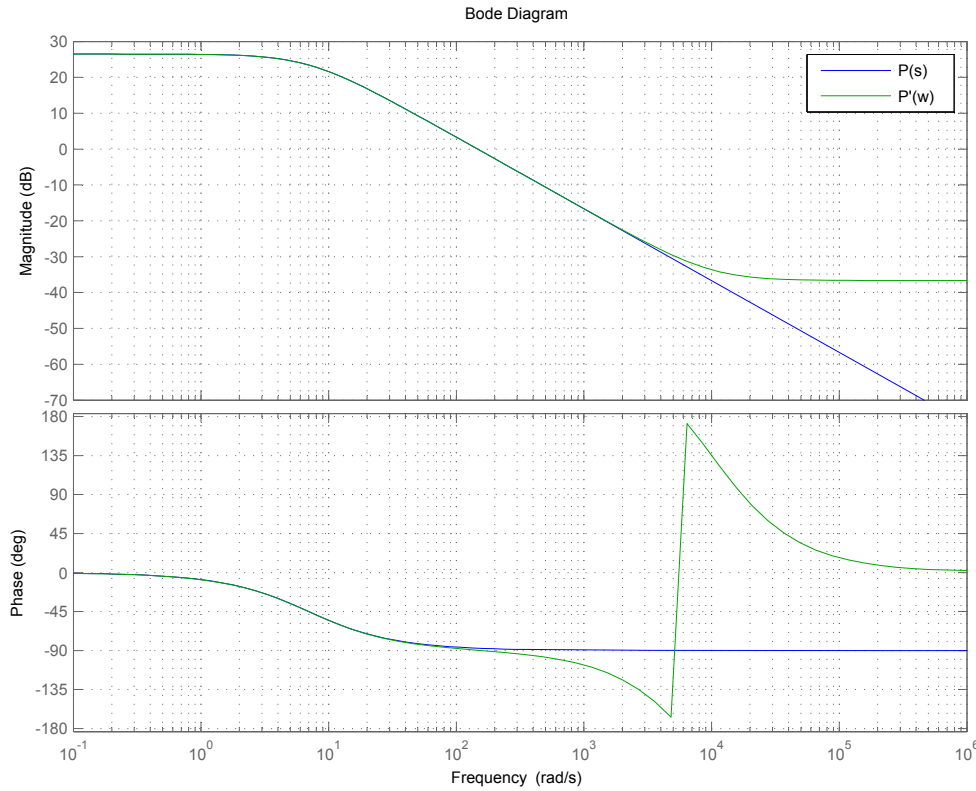
$$P'(z) = P(z) \cdot z^{-1} = \frac{(1 - e^{-\frac{RT_s}{L}})}{Rz(z - e^{-\frac{RT_s}{L}})}$$

Se transforma  $P'(z)$  a  $P'(w)$  realizando la transformada inversa de Tustin  $z = \frac{2+T_s w}{2-T_s w}$ .

$$P'(w) = \frac{1}{R} \cdot \frac{T_s^2(e^{\frac{RT_s}{L}} - 1)w^2 + 4T_s(1 - e^{\frac{RT_s}{L}})w + 4(e^{\frac{RT_s}{L}}) - 4}{T_s^2(1 + e^{\frac{RT_s}{L}})w^2 + 4T_s(e^{\frac{RT_s}{L}})w + 4(e^{\frac{RT_s}{L}}) - 4}$$

La nueva planta,  $P'(w)$ , tiene dos ceros iguales de fase no mínima, lo cual añade una limitación en el ancho de banda del sistema. Estos ceros de fase no mínima, se encuentran

en  $+10^4$  rad/s para todo el rango de valores de la inductancia  $L$ . Se puede comprobar en la figura Fig. 3.6 que la única diferencia entre  $P(s)$  y  $P'(w)$ , para  $L=6.8$  mH, son los ceros de fase no mínima que añade el ZOH y el retardo.



**Figura 3.6:** Diagrama de Bode de  $P'(w)$  y de  $P(s)$  para  $L=6.8$  mH, donde se aprecia que la única diferencia entre ambas plantas son los ceros de fase no mínima.

La variabilidad de  $P'(w)$  en fase es bastante pequeña siendo como máximo  $10^0$  a bajas frecuencias y prácticamente nula para el resto de frecuencias. Por otro lado, la variabilidad en cuanto a ganancia se refiere es prácticamente constante, excepto a bajas frecuencias, y de 2.5 dB tal y como se muestra en la Fig. 3.7. Esto se traduce en una serie de templates que se muestran en la Fig. 3.8 y son usados para el diseño del controlador. El punto más restrictivo para cada frecuencia es el que menos ganancia tiene, son los marcados por una x en la figura 3.8.

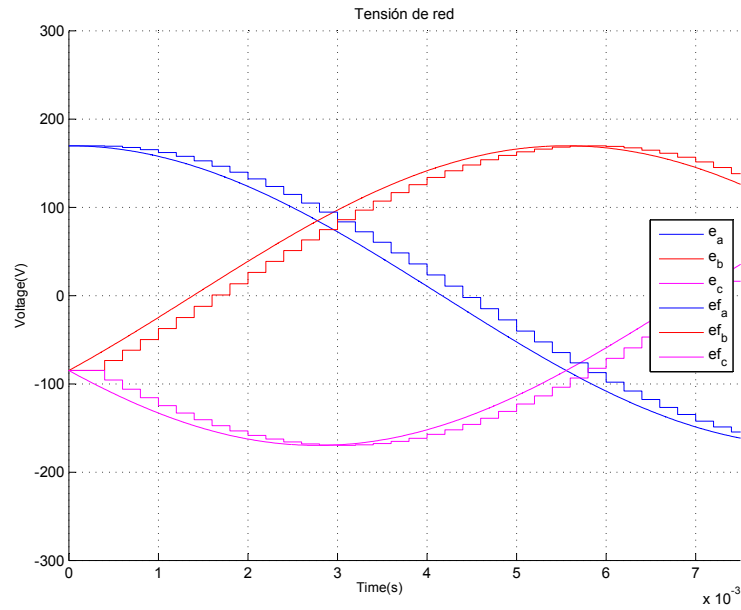
## 3.2. Análisis del feedforward imperfecto

Para poder formular correctamente las especificaciones, más concretamente la respuesta ante una perturbación a la entrada de la planta, se tiene que ver el efecto que produce un feedforward imperfecto (pre-compensación imperfecta). Esta se produce porque la señal con la que se realiza la pre-compensación se ve afectada por medio retardo producido por el ZOH y por un retardo completo debido a la computación. Es decir, la señal estará retardada  $\frac{3T_s}{2}$  con respecto a la red, siendo  $T_s$  el periodo de muestreo. En la Fig. 3.9 se muestra este retraso.

Este retraso produce una compensación imperfecta, haciendo que se produzca una perturbación aunque de menor magnitud que si no se hubiera pre-compensado. Esta perturbación será de mayor amplitud conforme aumente el contenido en armónicos de la señal

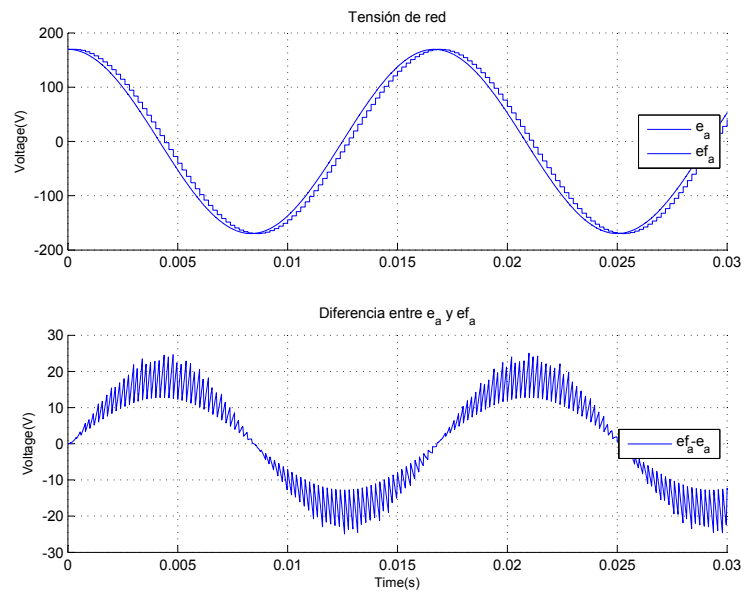






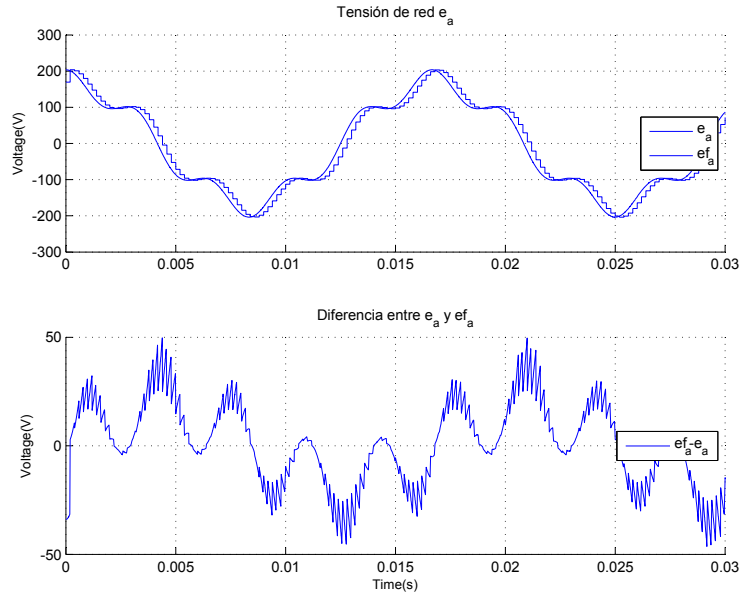
**Figura 3.9:** Retardo en el feedforward de  $\frac{3T_s}{2}$ .

de red. Por ejemplo, en la Fig. 3.10 se puede ver la diferencia entre ambas señales si la red es ideal mientras que en la Fig. 3.11 se puede ver la diferencia entre ambas señales si la red tiene un quinto armónico de amplitud una quinta parte con respecto al fundamental. Solo se muestra el canal *a* el resto son análogos.



**Figura 3.10:** Efecto del feedforward imperfecto cuando la red es ideal.

Que exista diferencia con la red ideal no es importante para el régimen permanente, aunque si que lo es en régimen transitorio, puesto que a 60Hz tendremos seguimiento perfecto y dará igual la magnitud de la perturbación que se tenga. Sin embargo, ante un quinto armónico en la señal de red si que es interesante ver la diferencia con datos. Utilizando la herramienta "FFT Analysis" de Matlab se puede comprobar que el feedforward **atenúa un 50%** la amplitud de dicho armónico, pasando de  $34V_{pico}$  a  $18V_{pico}$ , si el feedforward fuera perfecto lo atenuaría un 100%.



**Figura 3.11:** Efecto del feedforward imperfecto cuando la red presenta un quinto armónico de magnitud igual a una quinta parte del fundamental.

### 3.3. Objetivos y especificaciones

El principal objetivo del controlador es seguir perfectamente, con error nulo, referencias sinusoidales de 60 Hz. La toolbox que se utiliza para diseñar permite definir diferentes especificaciones para diferente frecuencias, antes de 60 Hz se definen especificaciones de respuesta ante una perturbación, para 60 Hz se definen especificaciones de tracking y para después de 60 Hz se definen especificaciones de estabilidad. Las especificaciones de estabilidad, realmente están definidas para todas las frecuencias pero no suelen ser las más restrictivas, excepto a partir de 70 Hz donde no existen otro tipo de especificaciones.

El objetivo es hacer el controlador lo más rápido posible teniendo en cuenta las especificaciones que se citan a continuación, la limitación en ancho de banda dada por los ceros de fase no mínima y la incertidumbre que presenta la planta.

#### 3.3.1. Especificación de robustez, estabilidad relativa

Esta técnica permite definir el máximo valor de la función de sensibilidad, la robustez, que sin duda aporta más información que el margen de fase y de ganancia. En este caso, definimos el valor a 6dB. Para ello utilizamos la opción de la toolbox "Defined by user" que nos permite definir cualquier tipo de especificación de la siguiente manera:

$$\frac{A(s) + B(s)G(s)}{C(s) + D(s)G(s)} = \frac{1}{1 + P(s)G(s)} = S(s) \leq 6dB$$

Sin embargo, esa opción no funciona correctamente en la toolbox por lo que se debe buscar una transcripción entre la función de sensibilidad complementaria, que si deja imponer su máximo valor, y la función de sensibilidad. Mediante métodos analíticos, se ha visto que en este caso imponer que  $T(s) \leq 3dB$  es lo similar a imponer que  $S(s) \leq 6dB$ , esto equivale a tener como poco un MG de 4.6dB y una MF de 42°. Con imponer esta condición en la opción "Stability specs" la toolbox calcula los diferentes bounds de estabilidad para las diferentes frecuencias,  $B_S(s)$ .

### 3.3.2. Especificación de tracking

Las especificaciones de tracking son las más importantes, primero se definirán en DC con (2.9) y (2.13) para tener un sentido más claro de lo que se está haciendo y luego se modularán con (2.12).

Se desea modelar un control de tracking  $T_R(s) = Y(s)/U(s)$  que cumpla con:

- $T_{Ru}(s)$ :  $M_p = 1,2$ ,  $t_{su} = 2 \text{ ms}$
- $T_{Rl}(s)$ :  $M_p = \text{sobreamortiguado}$ ,  $t_{sl} = 12 \text{ ms}$

Se eligen estos tiempos porque 12ms son 3/4 del periodo de la señal de red y 2ms son aproximadamente 1/10 del periodo de la señal de red, es decir, como mucho debe tardar en establecerse tres cuartas partes del periodo de red. Se obtiene que:

$$T_{Ru}(s) = \frac{1891s + 3,78 \cdot 10^7}{2s^2 + 8000s + 3,78 \cdot 10^7}$$

$$T_{Rl}(s) = \frac{1,66 \cdot 10^9}{s^3 + 6600s^2 + 6,35 \cdot 10^6s + 1,66 \cdot 10^9}$$

$$B_u(s) = T_{Ru-AC}(s) = \frac{3,06 \cdot 10^{35}s^3 + 1,22 \cdot 10^{40}s^2 + 4,36 \cdot 10^{40}s}{1,62 \cdot 10^{32}s^4 + 1,29 \cdot 10^{36}s^3 + 1,23 \cdot 10^{40}s^2 + 1,84 \cdot 10^{41}s + 3,27 \cdot 10^{42}}$$

$$B_l(s) = T_{Rl-AC}(s) = \frac{5,4 \cdot 10^{41}s^3}{4,05 \cdot 10^{31}s^6 + 5,25 \cdot 10^{35}s^5 + 1,04 \cdot 10^{39}s^4 + 6,92 \cdot 10^{41}s^3 + 1,49 \cdot 10^{44}s^2 + 1,08 \cdot 10^{46}s + 1,16 \cdot 10^{47}}$$

El diagrama de Bode de  $B_u$  y  $B_l$  se muestran en la Fig. 3.12 al igual que su respuesta ante una señal sinusoidal de 60Hz se muestra en la Fig. 3.13 .

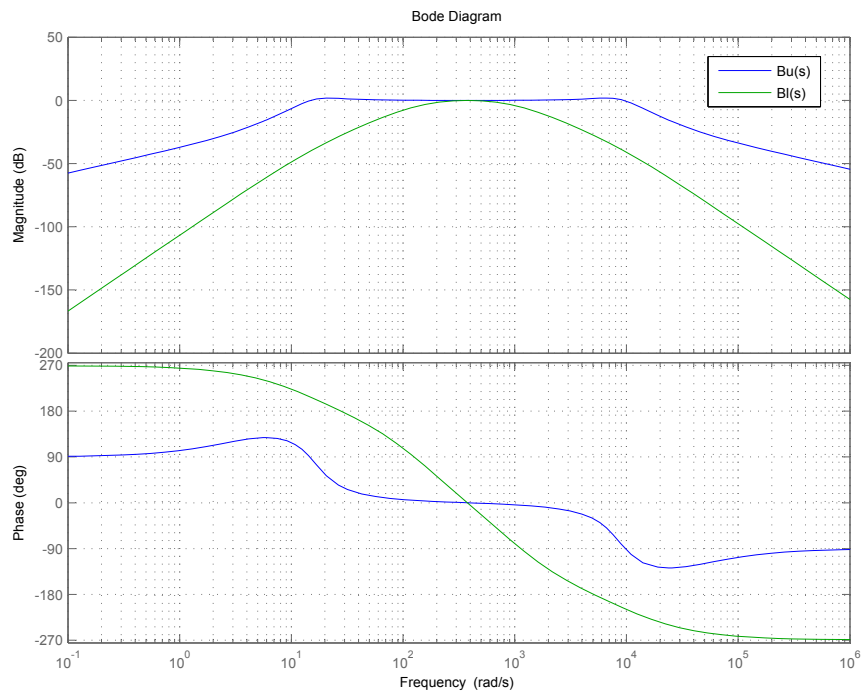
Con imponer estas funciones de transferencia en la opción "Reference tracking" la toolbox calcula los diferentes bounds de tracking para las diferentes frecuencias,  $B_R(s)$ .

### 3.3.3. Especificación ante perturbaciones

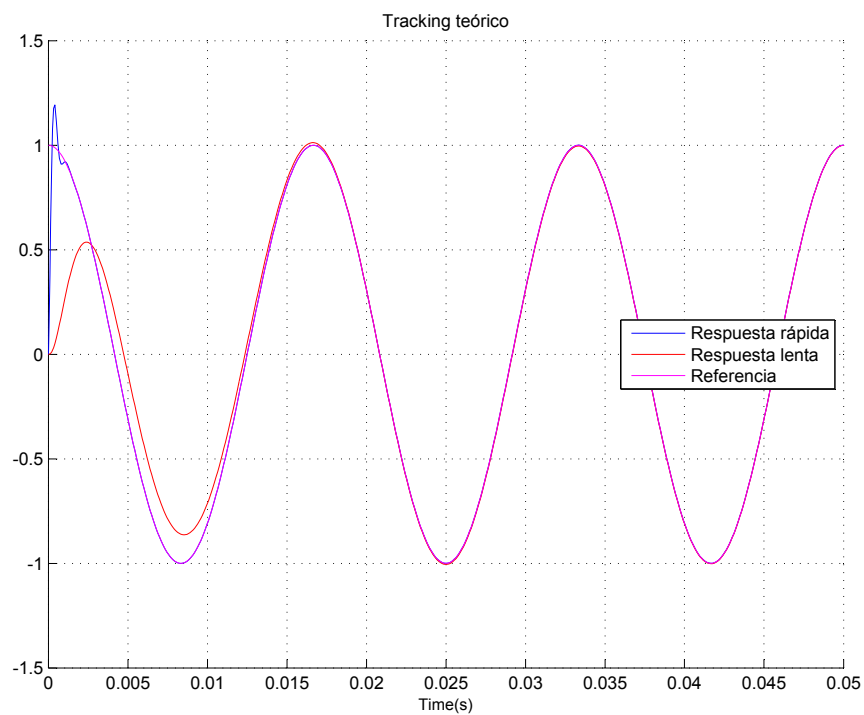
Las perturbaciones que agregan a la salida de la planta del tipo DC suelen ser problemáticas (no provienen de la red), tal y como se ha visto en capítulos anteriores el efecto de este tipo de perturbaciones viene determinado directamente por la función de sensibilidad. Es por ello que hasta 50 Hz la función de sensibilidad como poco debe de valer -3dB para atenuarlas ligeramente dado que suelen ser el orden de mV.

Este valor se define para un rango de frecuencias desde 0 hasta 50Hz y se realiza con la opción de la toolbox "Output disturbance rejection ", generando así los diferentes bounds de esta especificación,  $B_D(s)$ .

Las perturbaciones de la red, no tienen mucha influencia por el feedforward, que a ser imperfecto, reduce el valor de los armónicos en mayor o menor medida. Por ello, no definiremos esta especificación como tal. Además también influye que el modulo de la planta para esas frecuencias es inferior a 0 dB, por lo que esta por si sola ya los atenúa.



**Figura 3.12:** Diagrama de Bode de los márgenes de tracking en la aplicación de estudio.



**Figura 3.13:** Márgenes de respuesta al tracking ante una referencia sinusoidal de 60Hz y amplitud 1.

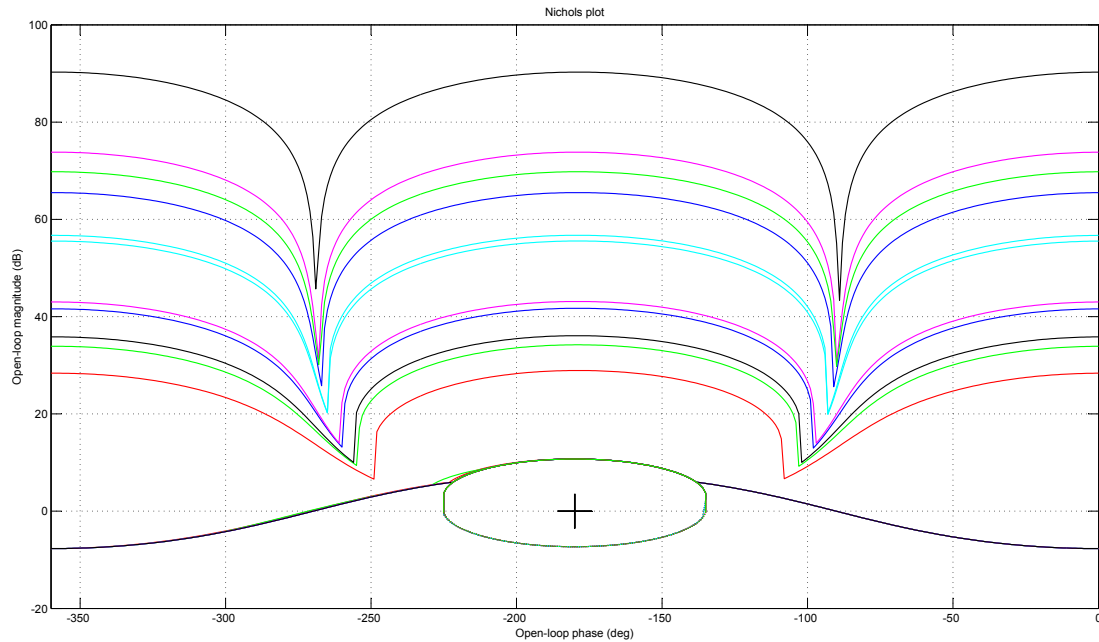
### 3.4. Diseño Razonado en el Dominio $w$

En este diseño que hay tener dos cuestiones en cuenta, fundamentalmente. En primer lugar puesto que queremos seguir perfectamente referencias sinusoidales a 60Hz, siguiendo el principio de modelado interno, se debe añadir un resonador a dicha frecuencia :

$$Resonador(s) = \frac{1}{s^2 + (2\pi f)^2}$$

Por otro lado, hay una clara limitación en el ancho de banda por los ceros de fase no mínima, este no podrá estar por encima de la mitad de la frecuencia de dichos ceros. Es decir, el ancho de banda como mucho sera de 5000 rad/s , 800 Hz. Para que la robustez no se resienta, la frecuencia de cross-over de diseño debe estar en torno a 2000 rad/s.

A bajas frecuencias, los bounds más restrictivos son los de respuesta ante una perturbación a la salida de la planta. Cerca de la resonancia son los bounds de tracking y a altas frecuencias son los de estabilidad y robustez. Básicamente la intersección de los bounds,  $B_O(s)$  para los cuales se diseña el controlador, son los anteriormente citados tal y como se pueden observar en la Fig. 3.14.



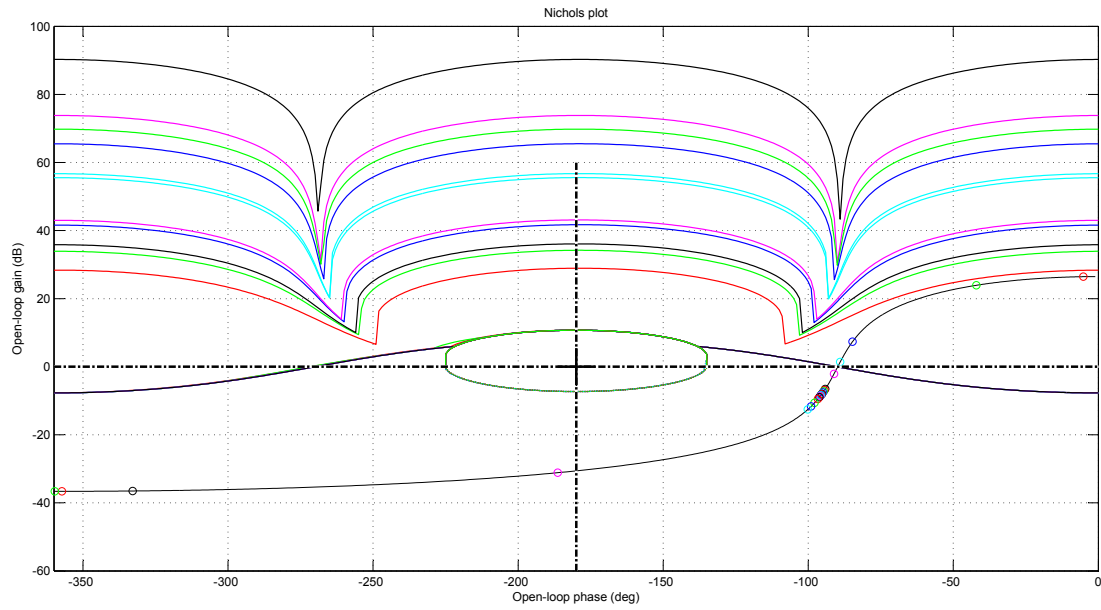
**Figura 3.14:** Bounds resultantes de la composición,  $B_O(s)$ , para los cuales se diseña.

Cabe **recordar** que el punto mas restrictivo de cada frecuencia debe estar por fuera de su bound correspondiente, si este es "sólido" debe estar por encima y si es "rayado" debe estar por debajo.

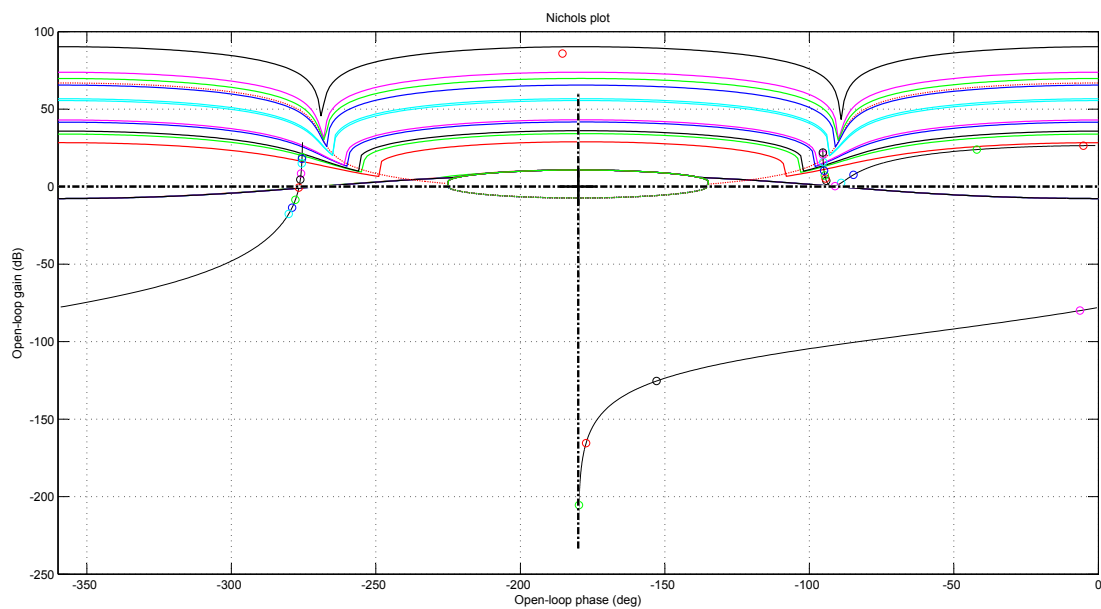
La carta de Nichols de la función en lazo abierto sin controlar, sobre la función de sensibilidad complementaria  $T(w)$  se muestra en la Fig. 3.15. Los pasos para realizar el controlador se detallan a continuación:

1. Se añade un resonador puro a 60 Hz para seguir perfectamente referencias a esa frecuencia. El resultado se puede ver en la Fig. 3.16.

$$Res(w) = \frac{1}{w^2 + (376,991)^2}$$



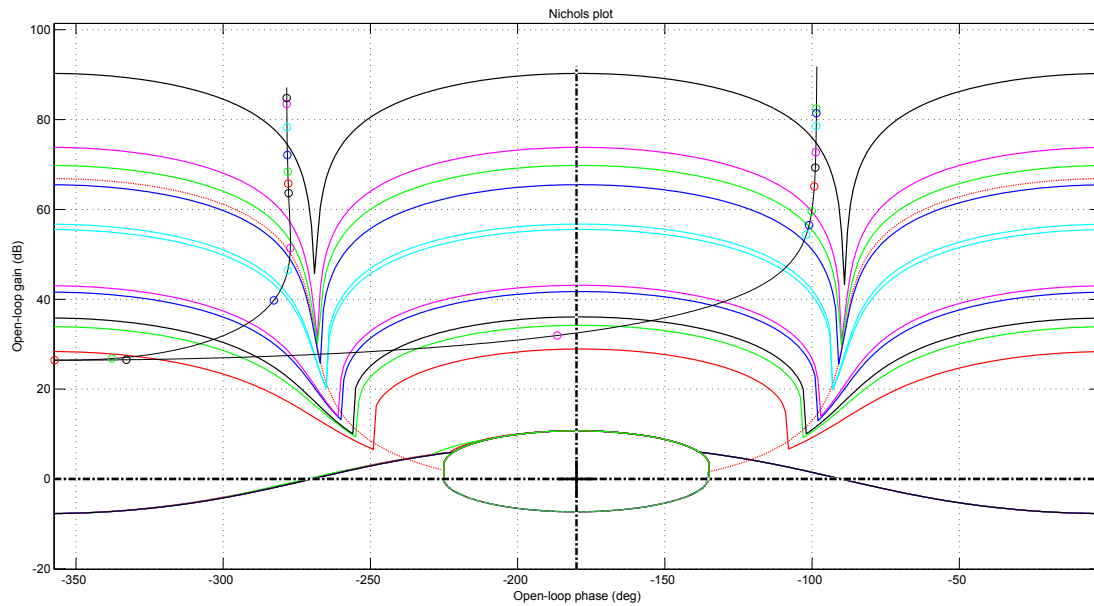
**Figura 3.15:** Diagrama de Nichols en lazo abierto de la planta sin controlar.



**Figura 3.16:** Diagrama de Nichols en lazo abierto de la planta controlada tras el paso 1.

2. Para la  $w_c = 2000 \text{ rad/s}$  se tienen  $-300^\circ$  de fase, por lo que hay aumentarle la fase por lo menos hasta  $-120^\circ$ , añadiendo dos ceros en  $10 \text{ rad/s}$ , además así se aumenta la ganancia a bajas frecuencias para cumplir con las especificaciones. El resultado se puede ver en la Fig. 3.17.

$$R(w) = \frac{w^2}{10^2} + 1$$



**Figura 3.17:** Diagrama de Nichols en lazo abierto de la planta controlada tras el paso 2.

3. Se añade un polo después de la resonancia, a  $70 \text{ Hz}$  ( $440 \text{ rad/s}$ ) y un cero a  $1105 \text{ rad/s}$ , para empezar a acercar  $w_c$  a  $0 \text{ dB}$ . El resultado se puede ver en la Fig. 3.18.

$$C(w) = \frac{w}{1105} + 1$$

$$P(w) = \frac{1}{\frac{w}{440} + 1}$$

4. Se baja la ganancia para lograr que  $w_c$  corte definitivamente con  $0 \text{ dB}$ . El resultado se puede ver en la Fig. 3.19.
5. Se añade una red lead-lag en torno a  $350 \text{ rad/s}$  para aumentar ligeramente la fase de las frecuencias de tracking y que queden entre "los huecos" de los bounds y así poder exprimir al máximo esta técnica. El resultado se puede ver en la Fig. 3.20.

$$\text{Lead} - \text{Lag}(w) = \frac{\frac{w}{174} + 1}{\frac{w}{702} + 1}$$

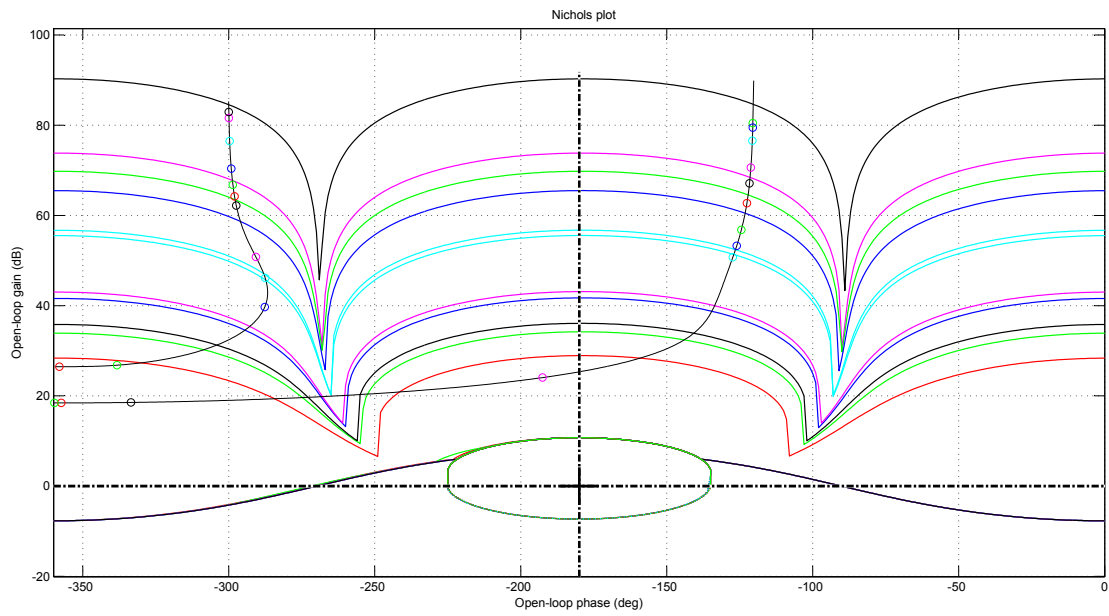


Figura 3.18: Diagrama de Nichols en lazo abierto de la planta controlada tras el paso 3.

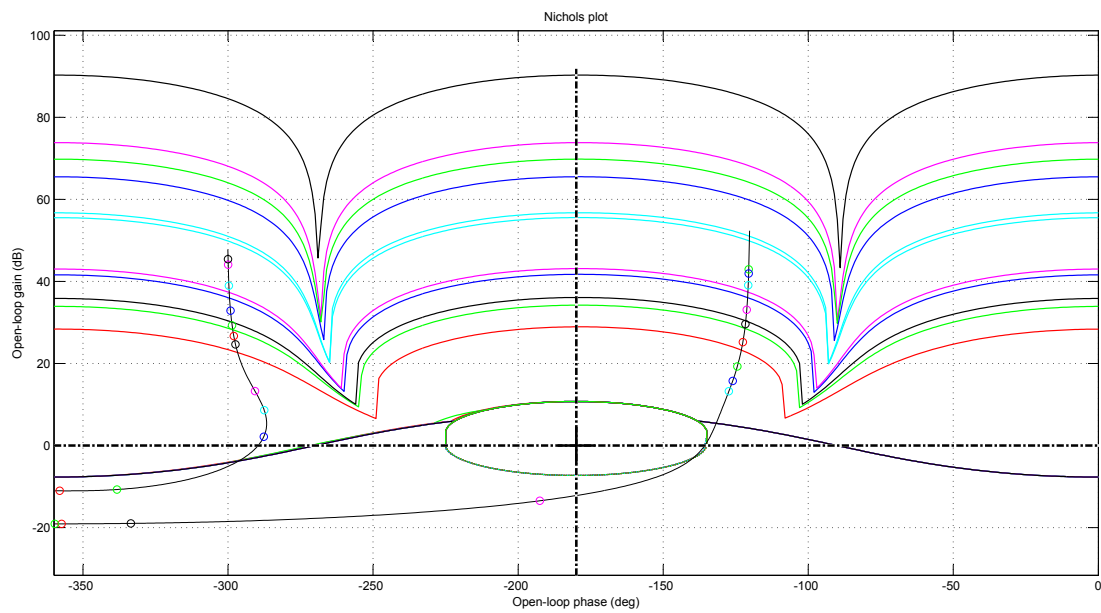


Figura 3.19: Diagrama de Nichols en lazo abierto de la planta controlada tras el paso 4.



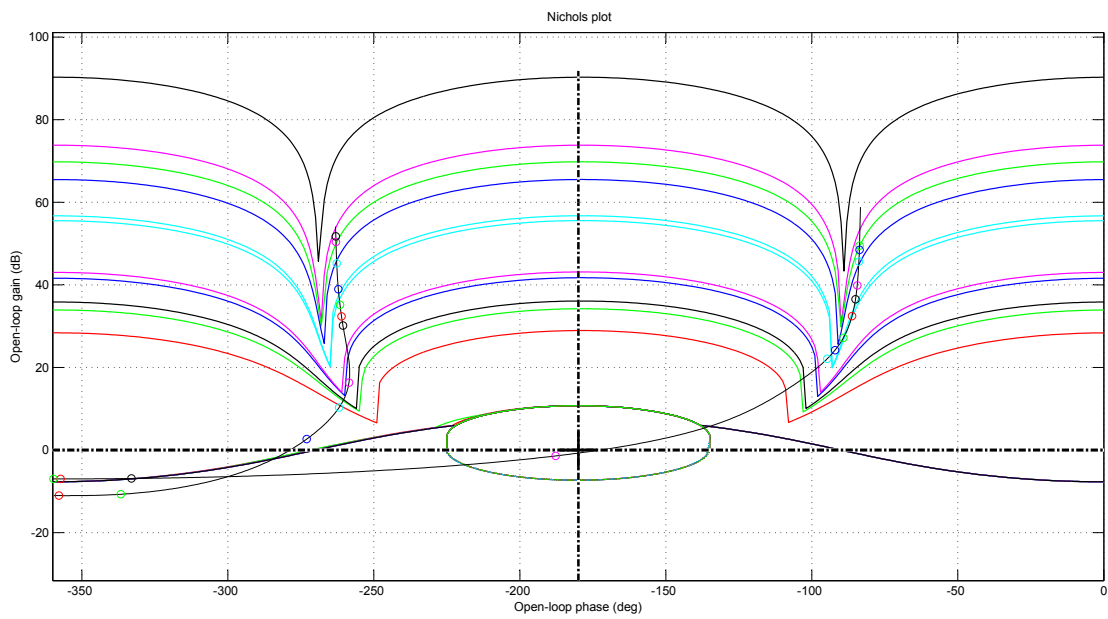


Figura 3.20: Diagrama de Nichols en lazo abierto de la planta controlada tras el paso 5.

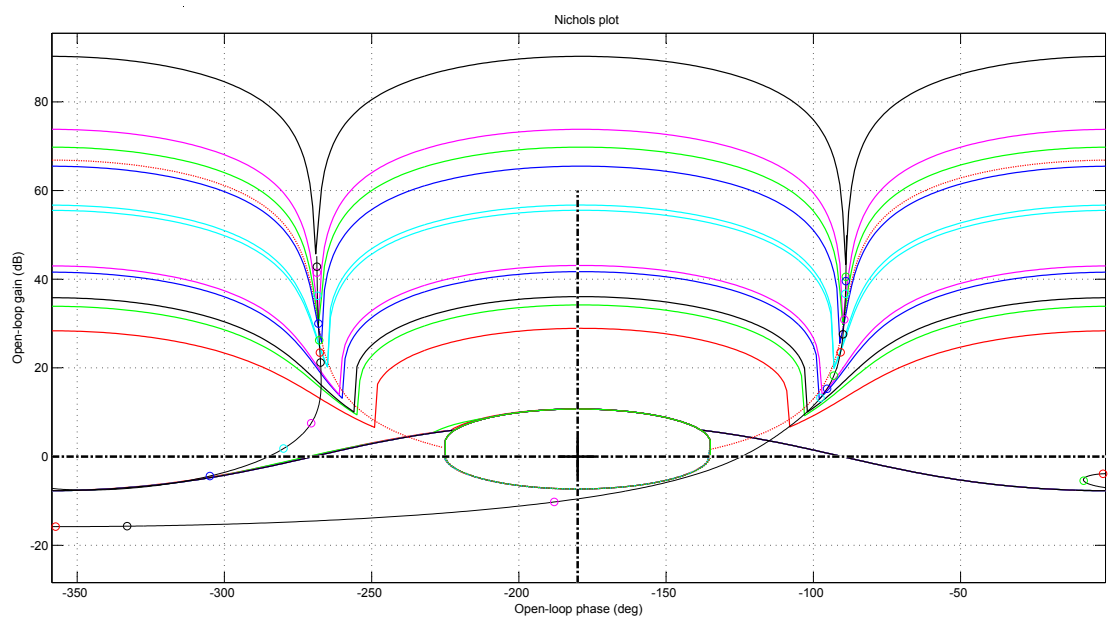
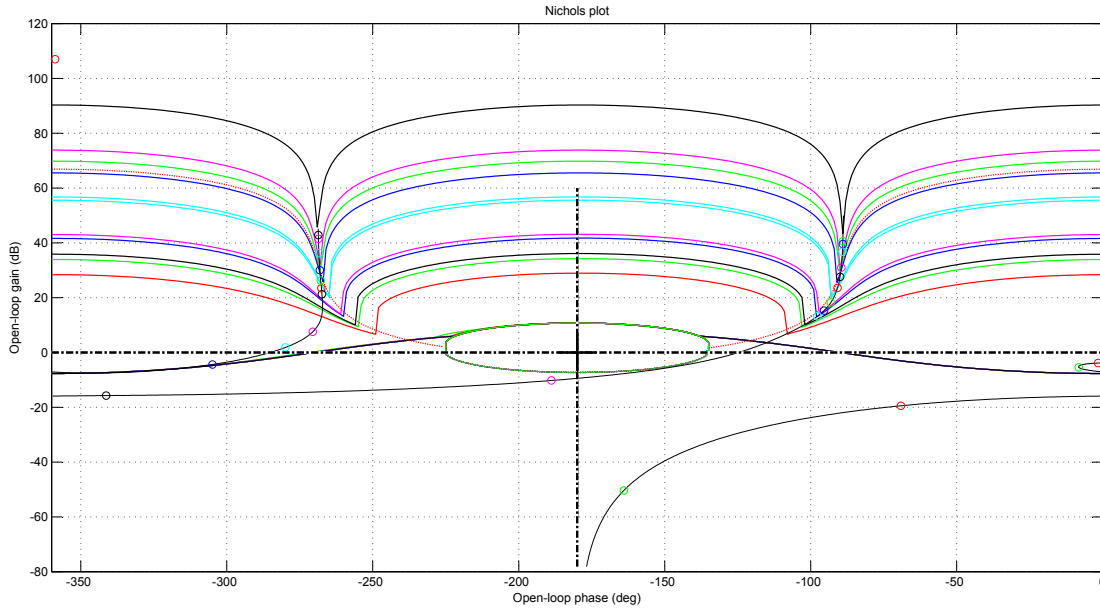


Figura 3.21: Diagrama de Nichols en lazo abierto de la planta controlada tras el paso 6.

6. Se modifican ligeramente todas las redes, así como la ganancia para terminar de cumplir con las especificaciones. El resultado se puede ver en la Fig. 3.21.
7. Ahora mismo se tienen cuatro ceros y cuatro polos, es necesario insertar un polo a alta frecuencia, por ejemplo a 150 kHz para que el grado relativo del controlador sea 1 y por lo tanto sea causal. El resultado se puede ver en la Fig. 3.22.



**Figura 3.22:** Diagrama de Nichols en lazo abierto de la planta controlada tras el paso 7.

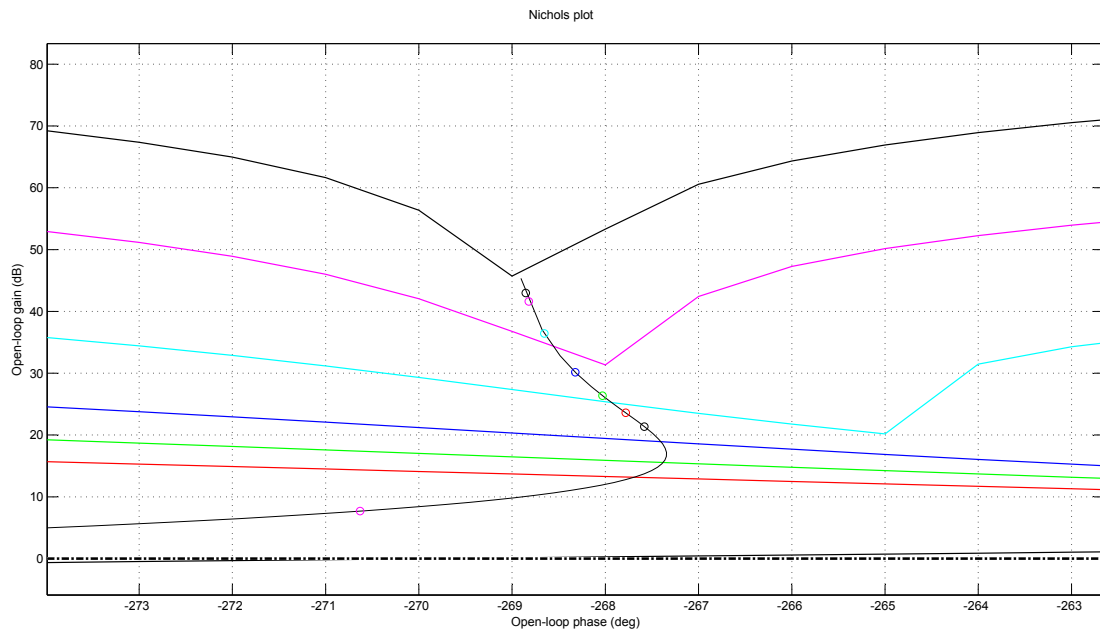
Puesto que importa mucho lo que ocurra cerca de la resonancia de 60 Hz se va a hacer un zoom antes y después de la misma. Se pueden ver en la Fig. 3.23 y 3.24 respectivamente. Se cumple en todas las frecuencias las especificaciones de tracking excepto en 370 rad/s (bound negro), sin embargo, es probable que la toolbox no represente bien las ganancias cuando tienden a infinito.

El controlador resultante es de orden cinco, puesto que hay cinco polos y se muestra a continuación:

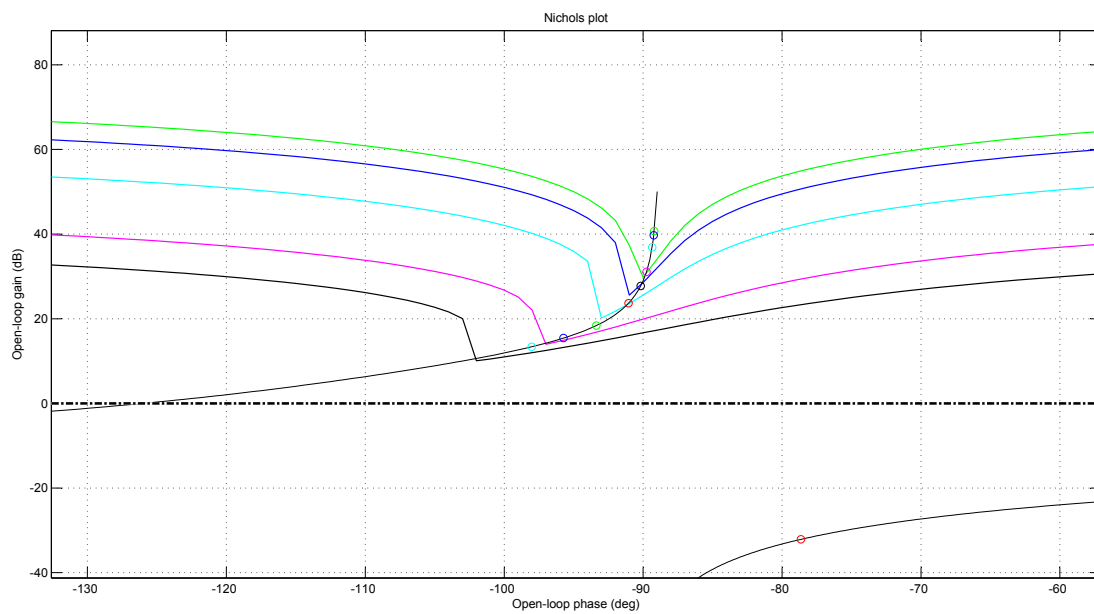
$$C(w) = \frac{2,451 \cdot 10^{-10} s^4 + 3,291 \cdot 10^{-7} s^3 + 6,719 \cdot 10^{-5} s^2 + 3,182 \cdot 10^{-3} s + 3,073 \cdot 10^{-2}}{2,302 \cdot 10^{-16} s^5 + 2,225 \cdot 10^{-11} s^4 + 2,556 \cdot 10^{-8} s^3 + 1,02 \cdot 10^{-5} s^2 + 3,628 \cdot 10^{-3} + 1}$$

Por último se pasa al dominio discreto el controlador utilizando la transformación bilineal de Tustin  $z = \frac{2+T_s w}{2-T_s w}$ .

$$C(z) = \frac{11,01z^5 - 30,32z^4 + 16,71z^3 + 21,91z^2 - 27,72z + 8,409}{z^5 - 2,799z^4 + 1,656z^3 + 1,861z^2 - 2,493z + 0,7748}$$



**Figura 3.23:** Zoom del diagrama de Nichols en lazo abierto de la planta controlada antes de la resonancia.

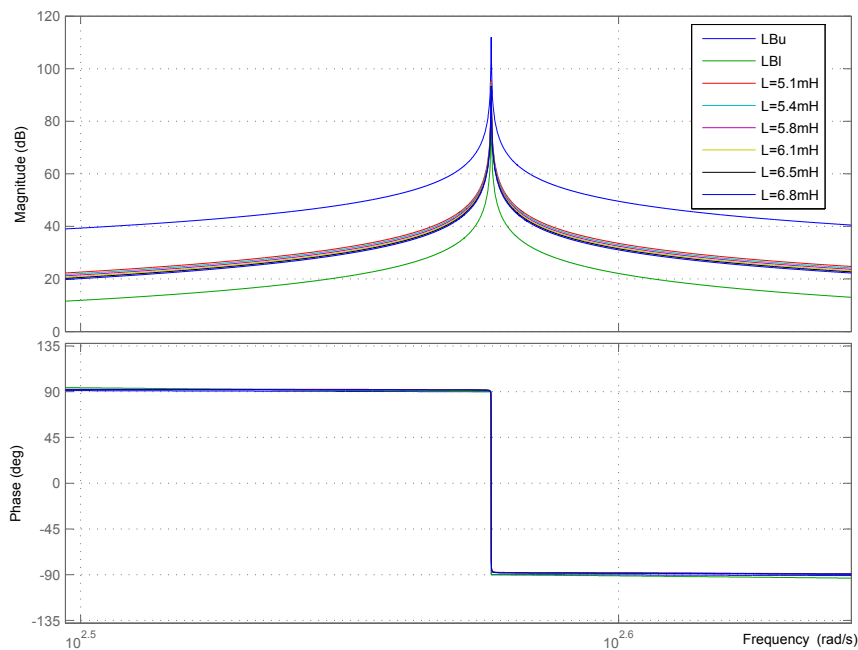


**Figura 3.24:** Zoom del diagrama de Nichols en lazo abierto de la planta controlada después de la resonancia.

### 3.5. Análisis de la planta controlada en el dominio $w$ y $z$

Se va a analizar la planta controlada en términos de la función en lazo abierto, la función de sensibilidad, la función de sensibilidad complementaria y la función de sensibilidad ante perturbación. Se analiza en el dominio  $w$ , continuo porque los conceptos e ideas se entienden mejor que si se hiciera en el dominio  $z$ , discreto.

El diagrama de Bode de todas las funciones en lazo abierto, incluidos los correspondientes a los márgenes de tracking, se muestran entre 50 y 70 Hz en la Fig. 3.25. Se puede observar una representación más global en la Fig. 3.26, donde para el peor caso ( $L=6.8$  mH) el ancho de banda ronda los 1800 rad/s tal y como lo indicaba la carta de Nichols y en el mejor de los casos ( $L=5.1$  mH) el ancho de banda ronda los 2100 rad/s.



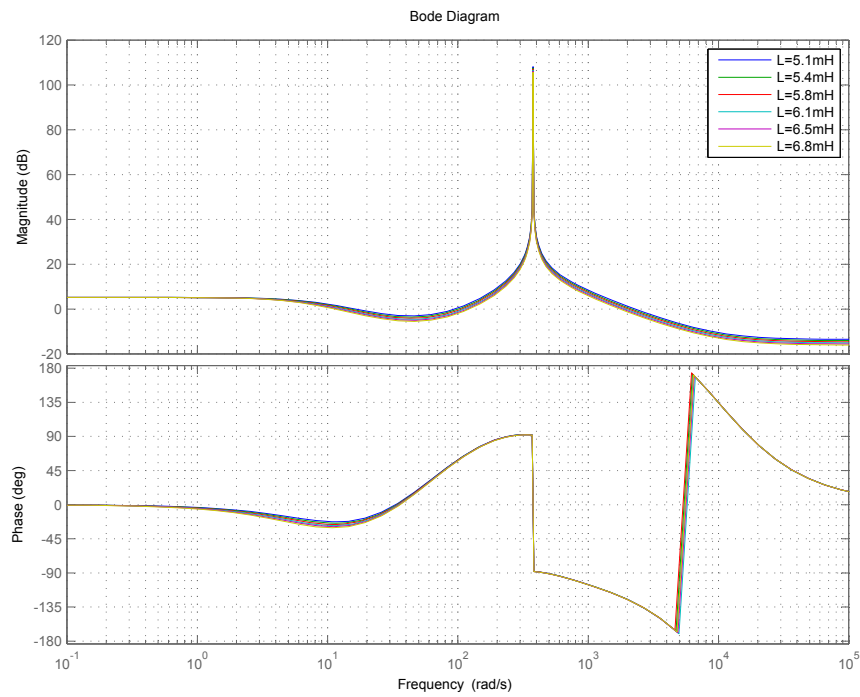
**Figura 3.25:** Diagrama de Bode de la variabilidad de la función en lazo abierto  $L(w)$  entre 50-70 Hz en función de la inductancia.

Para entender mejor la respuesta ante una perturbación a la entrada de la planta (tensión de red) se muestra la Fig. 3.27. A partir del resonador, se tiene que como poco atenuaremos cualquier perturbación -20dB, es decir, un 90 %.

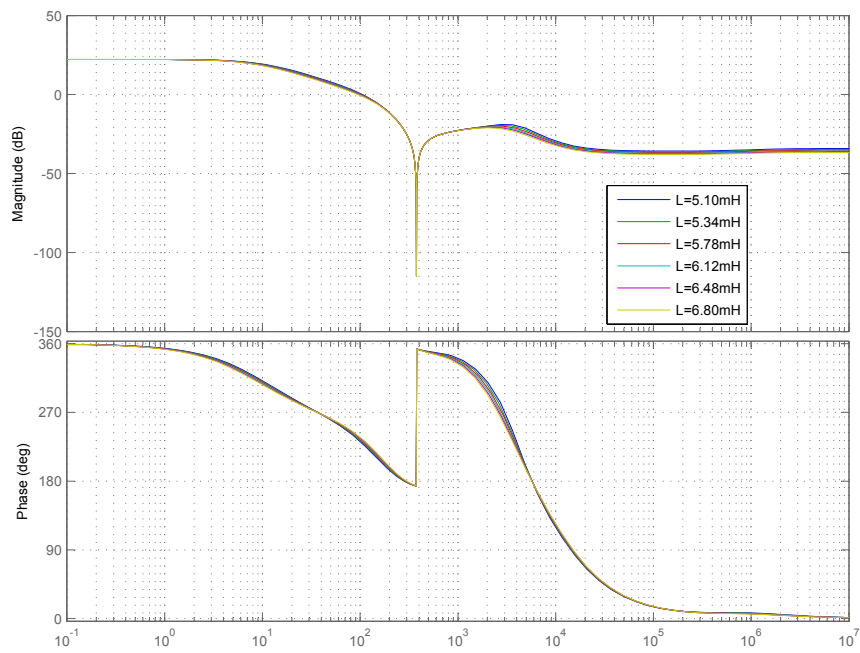
Para entender mejor la respuesta ante una perturbación a la salida de la planta se muestra la Fig. 3.28 y la robustez se muestra la Fig. 3.29. El máximo valor de la función de sensibilidad será de 5 dB lo cual es una buena robustez ya que se suele considerar 6 dB como límite y cumple con la especificación impuesta de robustez.

También es interesante observar la variabilidad de la función de sensibilidad complementaria,  $T(w)$ , en la Fig. 3.30, pues es la que liga directamente la entrada del sistema con la salida del mismo. Haciendo zoom se demuestra que se cumple la especificación de estabilidad relativa pues en ningún caso el máximo valor superará los 3dB, se queda en algo más de 2dB en el peor de los casos tal y como se ve en la Fig. 3.31.

En definitiva, **se cumple con todas las especificaciones** impuestas en el diseño.



**Figura 3.26:** Diagrama de Bode de la variabilidad de la función en lazo abierto  $L(w)$  en función de la inductancia.



**Figura 3.27:** Diagrama de Bode de la variabilidad de  $P'(w)S(w)$  en función de la inductancia.

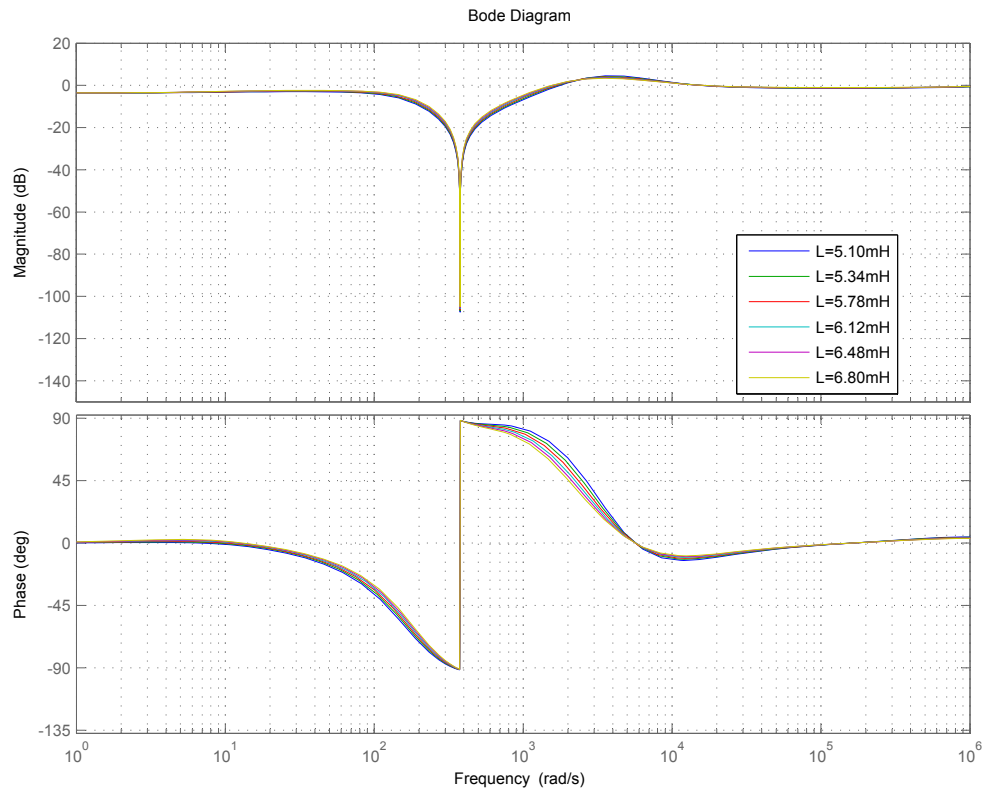


Figura 3.28: Diagrama de Bode de  $S(w)$  en función de la inductancia.

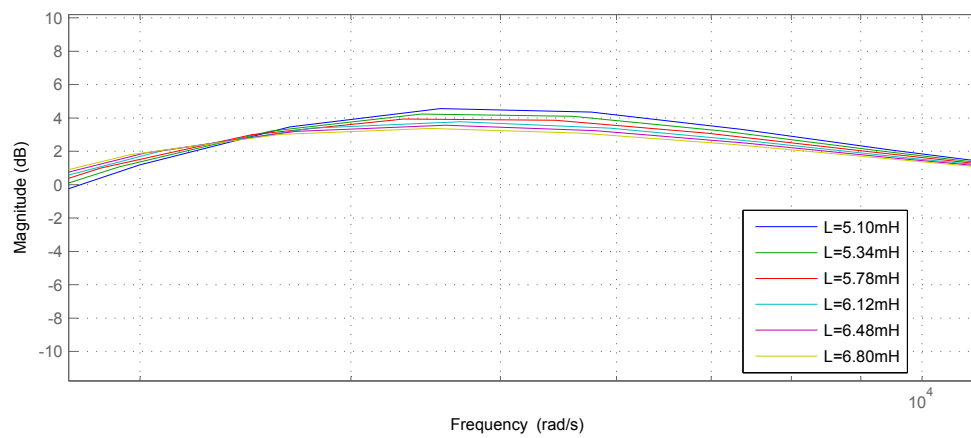


Figura 3.29: Zoom de la variabilidad en módulo de  $S(w)$  en función de la inductancia.

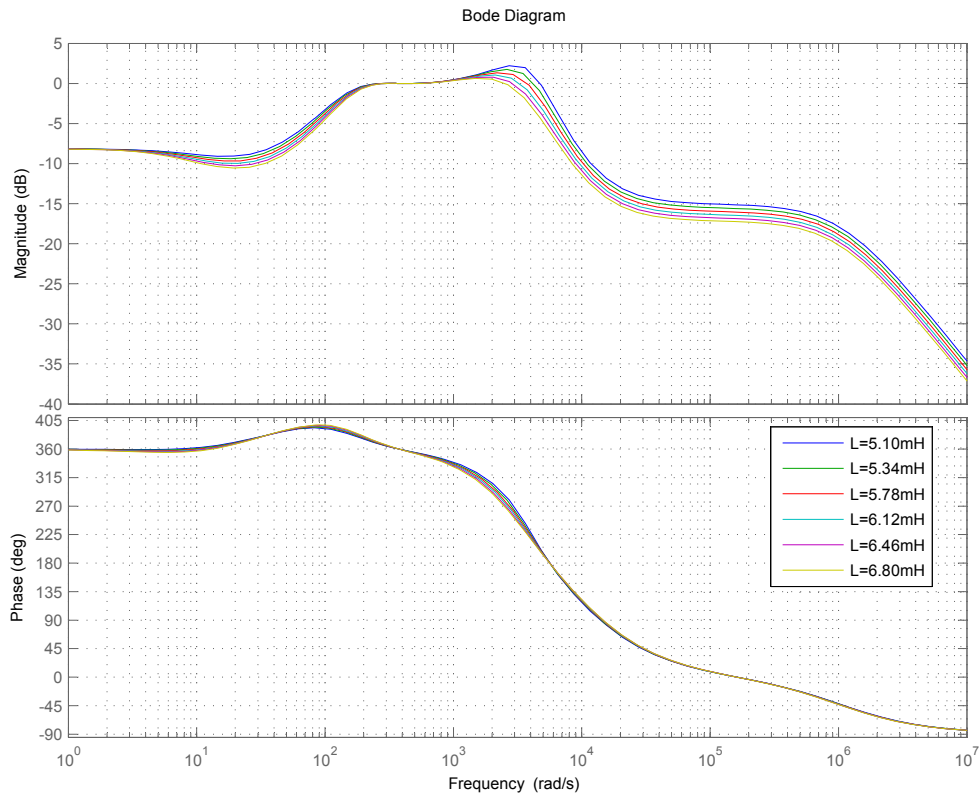


Figura 3.30: Diagrama de Bode de  $T(w)$  en función de la inductancia.

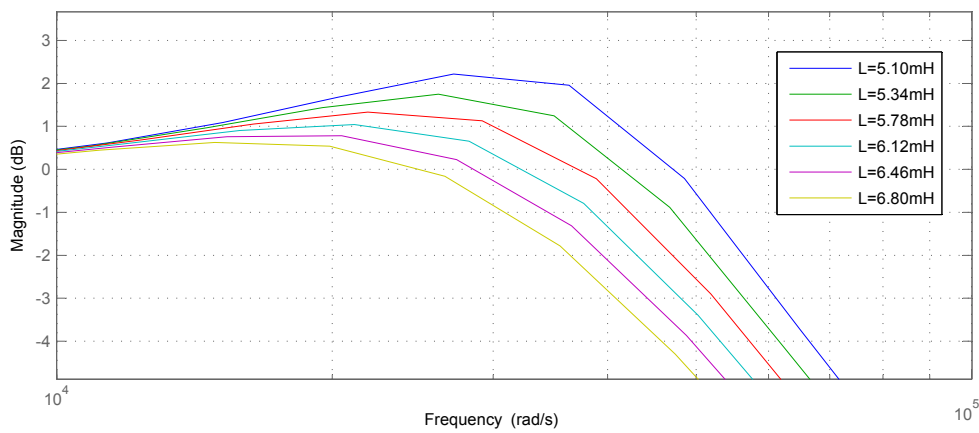
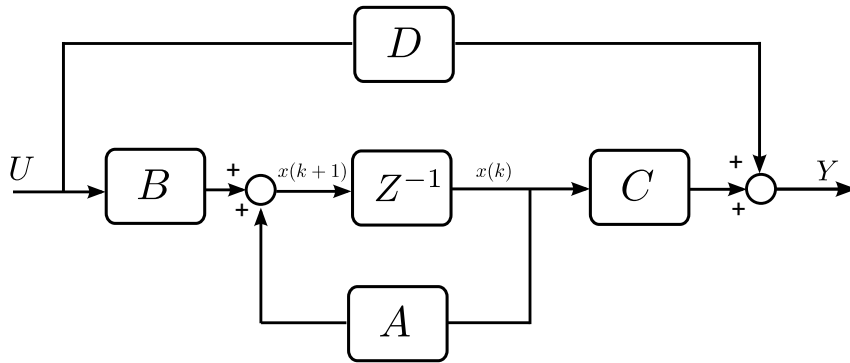


Figura 3.31: Zoom de la variabilidad del módulo de  $T(w)$  en función de la inductancia.

### 3.6. Controlador discreto en VVEE

Una vez se ha diseñado el controlador en el dominio  $z$  (discreto) es necesario pasarlo a variables de estado por dos cuestiones fundamentales. La plataforma sobre la cual se trabaja en el convertidor real, trabaja con controlados en vvee. Además, para poder simular un arranque suave se debe poder poner condiciones iniciales a los estados, y esto no se puede realizar teniendo una representación en funciones de transferencia. El esquema de control que seguiremos es el que se muestra en la Fig. 3.32.



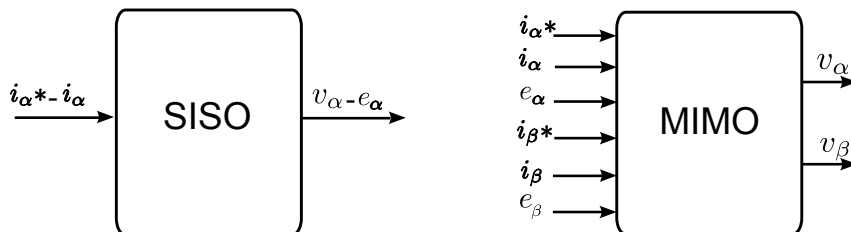
**Figura 3.32:** Esquema de control discreto en VVEE considerado.

La Fig. 3.32 representa la siguiente expresión:

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) &= Cx(k) + Du(k) \end{aligned}$$

Se pasa el controlador a variables de estado utilizando Matlab indicando que escoja el mínimo número de estados, puesto que hay infinitas soluciones. De este proceso salen las matrices A,B,C y D las cuales usaremos más adelante.

Sin embargo, estas matrices representan un sistema SISO, por ejemplo para el canal  $\alpha$ , tal como lo muestra la Fig.3.33.



**Figura 3.33:** Diferente entre el sistema SISO y MIMO considerados.

Con el fin de lograr una expresión más compacta y poder programar de manera más cómoda el controlador se transforman estas matrices para tener un sistema MIMO como



el que se muestra en la Fig. 3.33, con seis entradas y dos salidas tal que:

$$x(k+1) = \begin{bmatrix} x_{1\alpha}(k+1) \\ x_{2\alpha}(k+1) \\ x_{3\alpha}(k+1) \\ x_{4\alpha}(k+1) \\ x_{5\alpha}(k+1) \\ x_{1\beta}(k+1) \\ x_{2\beta}(k+1) \\ x_{3\beta}(k+1) \\ x_{4\beta}(k+1) \\ x_{5\beta}(k+1) \end{bmatrix} \quad x(k) = \begin{bmatrix} x_{1\alpha}(k) \\ x_{2\alpha}(k) \\ x_{3\alpha}(k) \\ x_{4\alpha}(k) \\ x_{5\alpha}(k) \\ x_{1\beta}(k) \\ x_{2\beta}(k) \\ x_{3\beta}(k) \\ x_{4\beta}(k) \\ x_{5\beta}(k) \end{bmatrix} \quad u(k) = \begin{bmatrix} i_{\alpha}^*(k) \\ i_{\alpha}(k) \\ e_{\alpha}(k) \\ i_{\beta}^*(k) \\ i_{\beta}(k) \\ e_{\beta}(k) \end{bmatrix} \quad y(k) = \begin{bmatrix} v_{\alpha}(k) \\ v_{\beta}(k) \end{bmatrix}$$

Teniendo en cuenta que la entrada del sistema SISO por canal era la diferencia de corrientes ( $i^* - i$ ) y que las salidas del sistema MIMO eran las mismas que las del sistema SISO pero sumándoles las señales de red (feedforward), es fácil deducir las matrices "totales y compactas" del sistema MIMO.

$$A_T = \underbrace{\begin{bmatrix} A' & 0 \\ 0 & A' \end{bmatrix}}_{10 \times 10} \quad B_T = \underbrace{\begin{bmatrix} B' & 0 \\ 0 & B' \end{bmatrix}}_{10 \times 6} \quad C_T = \underbrace{\begin{bmatrix} C' & 0 \\ 0 & C' \end{bmatrix}}_{2 \times 10} \quad D_T = \underbrace{\begin{bmatrix} D' & 0 \\ 0 & D' \end{bmatrix}}_{2 \times 6}$$

Cabe resaltar que los ceros que aparecen en las matrices anteriores son ceros matriciales de la dimensión que corresponda, a su vez, el resto de elementos son los siguientes:

$$A' = \underbrace{[A]}_{5 \times 5} \quad B' = \underbrace{[B \quad -B \quad 0]}_{5 \times 3} \quad C' = \underbrace{[C]}_{1 \times 5} \quad D' = \underbrace{[D \quad -D \quad I]}_{1 \times 3}$$

También es necesario, conocer los estados iniciales y las salidas iniciales, relacionados con el arranque suave, para poder implementar el controlador en la aplicación real. En este caso:

$$x(0) = 1,0 \cdot 10^3 \begin{bmatrix} 1,492 \\ 0,902 \\ 0,153 \\ -3,812 \\ -7,792 \\ -7,916 \\ -7,995 \\ -4,015 \end{bmatrix} \quad y(0) = \begin{bmatrix} 207,660 \\ 0 \end{bmatrix}$$

### 3.7. Aspectos relacionados con la implementación en la plataforma

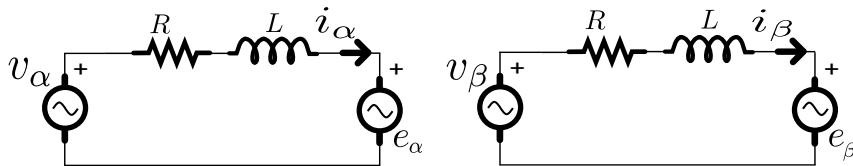
Para poder realizar un control sobre un convertidor de potencia real, se debe implementar el controlador en un DSP que es el encargado de realizar todas las operaciones numéricas pertinentes. Por otro lado se tiene una FPGA en el nivel superior que se encarga de interrumpir al DSP, generar las señales de puerta, realizar las medidas etc.

Para dicha implementación hay que generar un código en C y realizar un arranque suave como se comentara a continuación. Es **importante que el controlador este realizado para una planta no normalizada** para poder implementarlo, al no haber normalizado la planta no se tiene este problema.

### 3.7.1. Arranque suave

Es vital realizar un arranque suave del convertidor para que las corrientes por las bobinas en el momento inicial no sean elevadas y salten las protecciones del mismo.

Para realizar un arranque suave hay que tener dos aspectos en cuenta. En primer lugar, no es difícil observar en la Fig. 3.34 que si  $e_\alpha(0)=v_\alpha(0)$  la corriente por la bobina en el canal  $\alpha$  sera nula, esto es extrapolable al canal  $\beta$ . A su vez, es necesario establecer unas condiciones iniciales en los estados porque si no al inicio  $x(0)$  valdría cero y tampoco se calcularía correctamente  $x(1)$ .



**Figura 3.34:** VSC promediado en ejes  $\alpha\beta$

El momento en el cual se empieza a controlar las referencias de corriente son cero,  $e_\alpha = \sqrt{3} \cdot 120 V_{pico}$  y  $e_\beta = 0 V_{pico}$ , recordar que  $e_\alpha$  esta sincronizado en fase con  $e_a$  y que  $e_\beta$  esta retrasada  $\pi/2$  con respecto  $e_\alpha$  para una secuencia de red positiva, abc. Para calcular  $x(0)$  se deben simular las condiciones de arranque con Matlab, es decir, estar sin carga y que las tensiones de red cumplan los requisitos establecidos anteriormente (cualquier múltiplo de  $1/60$ ). Yendo a Tools/Control Design/Lineal Analysis/ Take Snapshot se puede hacer una captura habiendo transcurrido cinco periodos de la señal de red, por ejemplo, de todos los elementos que tienen memoria como pueden ser los estados.

De esta manera se consiguen las matrices  $x(0)$  e  $y(0)$ , condiciones iniciales para el arranque suave del apartado 3.4. Se vera en simulación que la corriente por el canal  $\alpha$  pasa de tener un pico de unos 8A a no tener pico y que la corriente por el canal  $\beta$  pasa de tener un pico de unos 2A a tener un pico de 0.2A. Sin duda, esto es vital para poder implementar bien el controlador en el DSP.

### 3.7.2. Generación automática de código

El código en lenguaje C lo se genera con una función de Matlab realizada por Jorge Pérez Morales. Simplemente se tiene que pasar como argumento las matrices "totales" ( $A_T$ ,  $B_T$ ,  $C_T$  y  $D_T$ ) así como los valores iniciales de los estados,  $x(0)$ , los valores iniciales de la salida del controlador,  $y(0)$  y otros parámetros de menos interés como el nombre de los archivos .c y .h así como la versión de los mismos. Es importante que el orden de las entradas al controlador sean las mismas en el código que en las matrices, también se debe prestar especial atención al criterio de signos. De esta manera se generan dos archivos uno con extensión .h y otro con extensión .c que serán los encargados de controlar el convertidor. Esta función de incluye en el **Apéndice A**.

## 3.8. Conclusiones

El análisis de la planta controlada, es decir, del controlador presenta resultados teóricos correctos por lo que se puede pasar a su verificación. De esta manera, se vera su comportamiento experimental y por lo tanto se podrán extraer conclusiones del mismo.

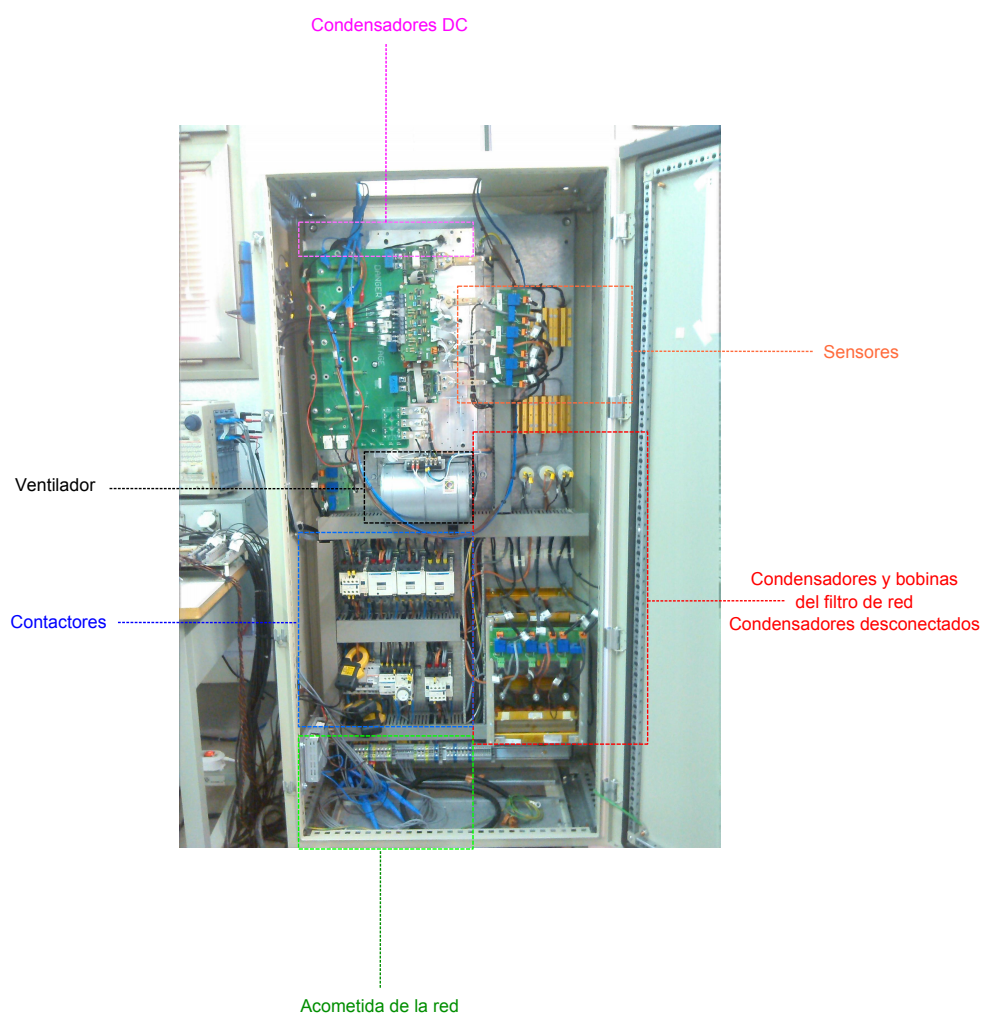


# Capítulo 4

## Verificación del Diseño

Sin duda alguna comprobar como funciona el controlador es una tarea importante e interesante puesto que permite ver la calidad del mismo. Para ello, se han realizado varios experimentos típicos en simulación, con Matlab/Simulink, y otros sobre la plataforma real "Semikron Converter 1" que se dispone en el laboratorio.

La estructura básica del convertidor "Semikron Converter 1" se puede ver en la Fig. 4.1, donde se indican los componentes fundamentales del mismo.



**Figura 4.1:** *Semikron Converter 1. Se indican sus partes fundamentales.*

## 4.1. Simulaciones

Antes de poder realizar experimentos sobre la planta real, es necesario hacerlos sobre una planta simulada. Se han realizado simulaciones con el DC-BUS controlado externamente, con una fuente de tensión ideal de 700V en el lado DC, para ver de forma aislada la respuesta del controlador de corriente y el arranque. También se han realizado pruebas con el DC-BUS controlado internamente para así poder comparar estos resultados con los resultados obtenidos en la experimentación. Los parámetros utilizados para las simulaciones aparecen detallados en la tabla 4.1.

$e_{abc}$	120 V
$w_1$	$2\pi 60$
$L$	5,95 mH
$R$	47,4 m $\Omega$
$V_{DC}^*$	700 V
$C_{DC}$	4,7 mF
$R_{DC1}$	117 $\Omega$
$R_{DC2}$	470 $\Omega$
$T_{sw}$	400 $\mu$ s
$T_s$	200 $\mu$ s

**Tabla 4.1:** Características de la simulación.

### 4.1.1. Arranque con DC-BUS controlado externamente

Se va a analizar la diferencia entre un arranque suave, con las condiciones citadas en la subsección 3.7.1., y un arranque no suave. El resultado de la primera simulación se puede ver en la Fig. 4.2 y el de la segunda simulación se puede ver en la Fig. 4.3 .

Los resultados son evidentes, ambas corrientes en el arranque suave son prácticamente nulas mientras que en el arranque no suave  $i_\alpha$  tiene un pico de 8 A e  $i_\beta$  tiene un pico de 2 A. Este hecho se ve muy bien en la actuación, como se ve  $v_\alpha$  tiene llega a 350 V cuando debería de ser igual que  $e_\alpha$  para tener una corriente nula en la bobina.

### 4.1.2. Respuesta ante un cambio de referencia de corriente con DC-BUS controlado externamente

Se realiza un cambio de referencia tanto en amplitud como en fase en el canal  $\alpha$ , la respuesta del controlador de corriente se muestra en la Fig. 4.4 .

El resultado es correcto puesto que el tiempo de establecimiento es de aproximadamente 5 ms es decir, menos de medio periodo de red. Un cambio tanto en fase como en amplitud de la referencia es lo que más se le puede exigir al controlador, por lo tanto no tiene sentido hacer simulaciones menos exigentes, en cuanto a tracking se refiere, dado que los resultados serán positivos.

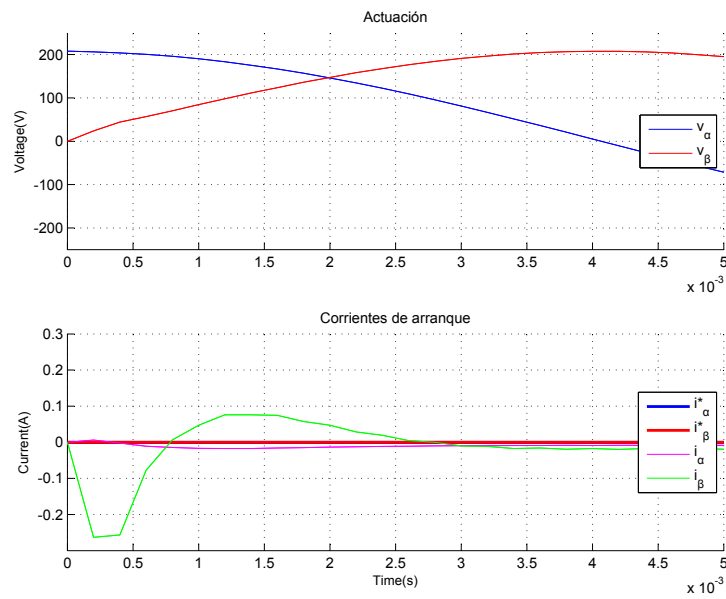


Figura 4.2: Simulación: Arranque suave en ejes  $\alpha\beta$

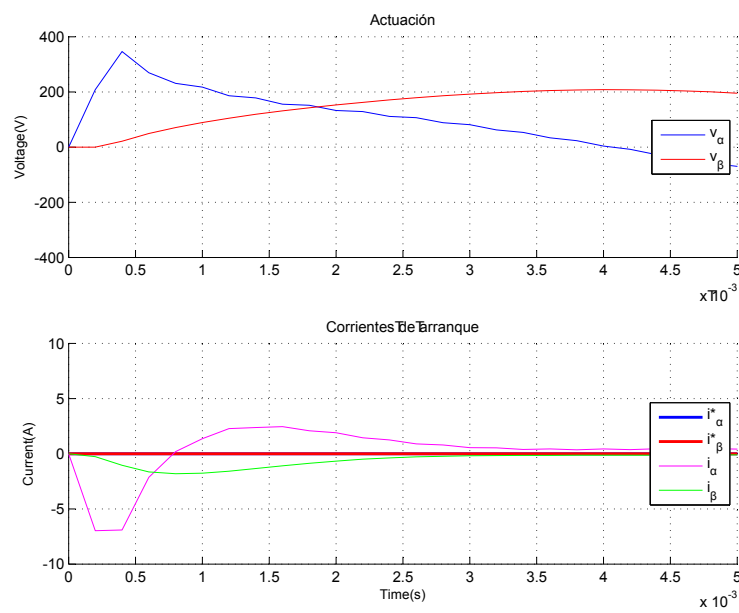
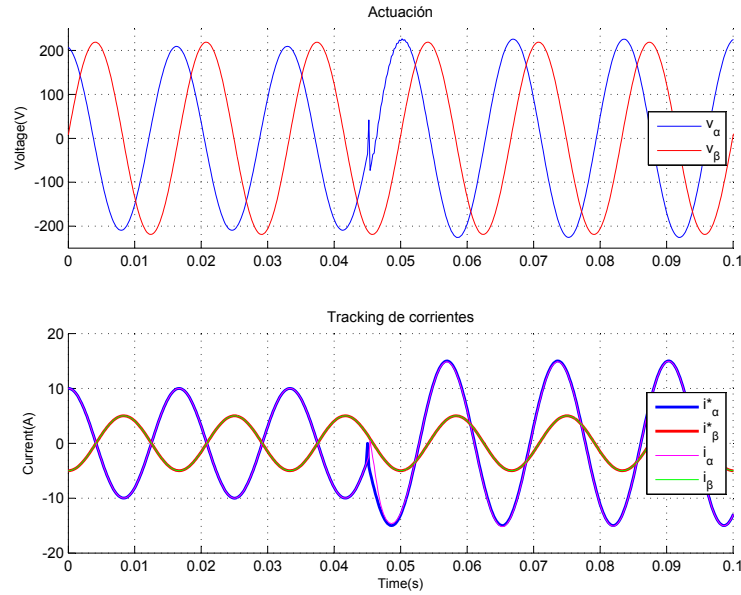


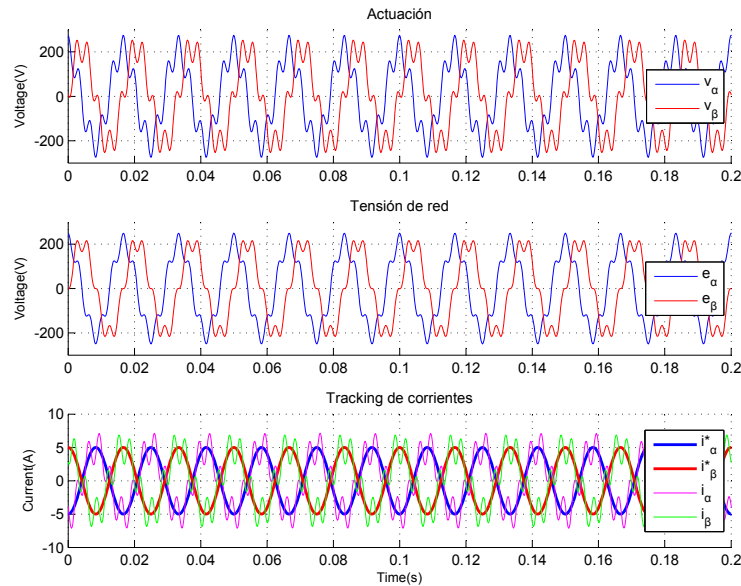
Figura 4.3: Simulación: Arranque no suave en ejes  $\alpha\beta$



**Figura 4.4:** *Simulación: Respuesta ante un cambio de fase y de amplitud en la corriente de referencia del canal  $\alpha$ .*

#### 4.1.3. Respuesta ante un quinto armónico en la tensión de red con DC-BUS controlado externamente

Se añade un quinto armónico en la señal de red, de amplitud igual a un quinto con respecto a la fundamental, para ver si el controlador es capaz de filtrarlo, el resultado se muestra en la Fig. 4.5 .



**Figura 4.5:** *Simulación: Respuesta ante un quinto armónico en la tensión de red en ejes  $\alpha\beta$ .*

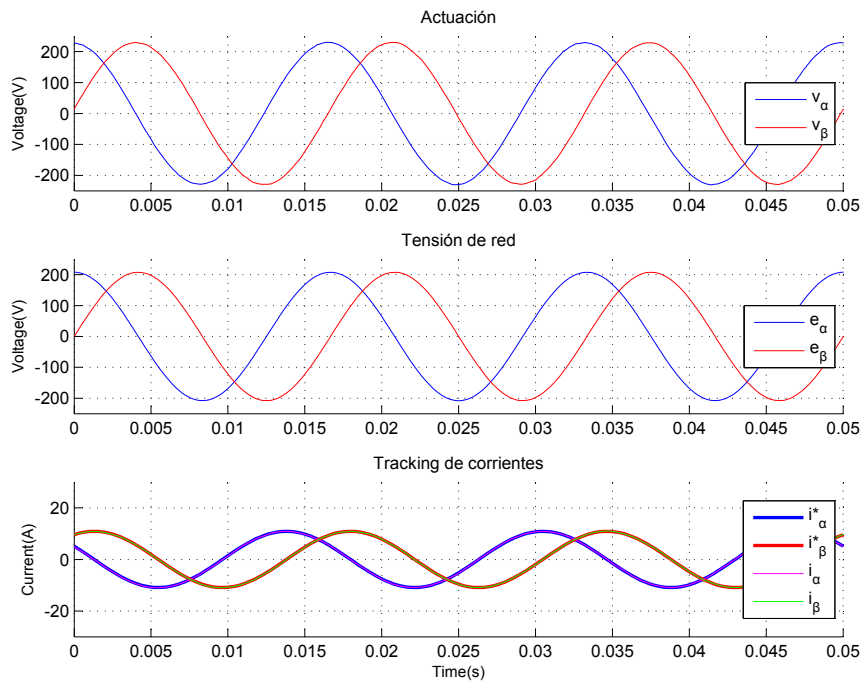
Utilizando la herramienta "FFT Analysis" de Matlab se obtiene que la amplitud del quinto armónico de corriente es aproximadamente  $1.8 A_{pico}$ . El valor de  $P'(w)S(w)$  para 300 Hz es de -20 dB, como se ha visto en la sección 3.2. la perturbación (quinto armónico) que entra tiene una amplitud de  $18 V_{pico}$  (Fig. 3.11). Por lo tanto, se puede concluir que



el sistema controlado debe atenuar un 90 % la señal de entrada y de hecho la atenúa ese valor.

#### 4.1.4. Respuesta ante un cambio de potencia reactiva

Poder compensar la potencia reactiva haciendo que la carga tenga un carácter capacitivo o inductivo es importante, para así poder modificar el factor de potencia en el punto de conexión común, PCC. Estas simulaciones se han realizado manteniendo la potencia activa constante a 1.05 kW. Los resultados se muestran en la Fig. 4.6 y en la Fig. 4.7.



**Figura 4.6:** Simulación: Comportamiento capacitivo de la carga en ejes  $\alpha\beta$ .

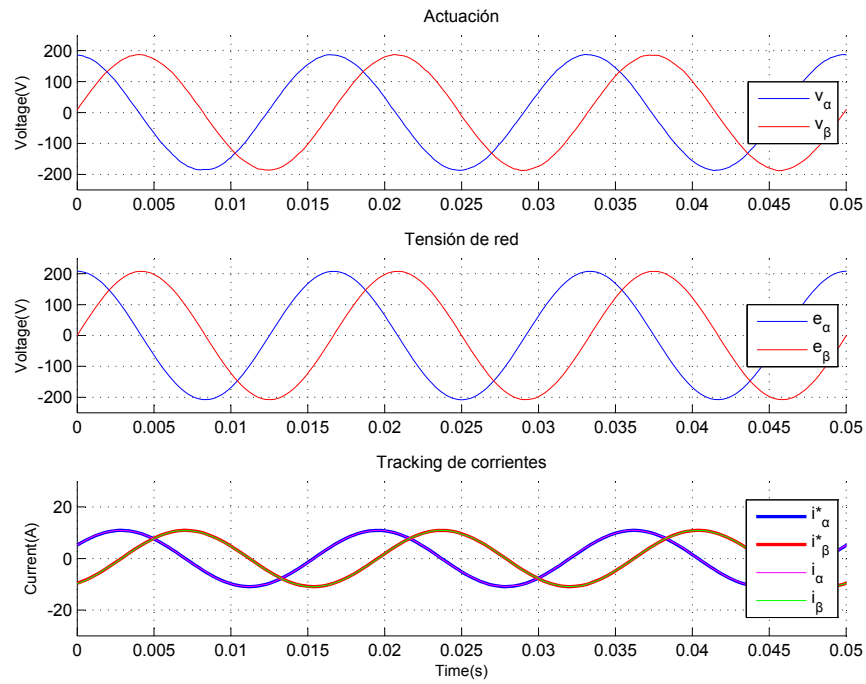
Si, la corriente esta adelantada con respecto a la fase el comportamiento de la carga sera capacitivo siendo la tensión de red más pequeña que la actuación tal y como se puede ver en la Fig. 4.6. Esto implica que “se esta enviando” potencia reactiva a la red.

Si la corriente esta retrasada con respecto a la red el comportamiento de la carga sera inductivo, siendo la tensión de red más grande que la actuación tal y como se puede ver en la Fig. 4.7. Esto implica que “se esta consumiendo” potencia reactiva a la red. En ejes  $abc$  se verían unos resultados iguales a nivel conceptual.

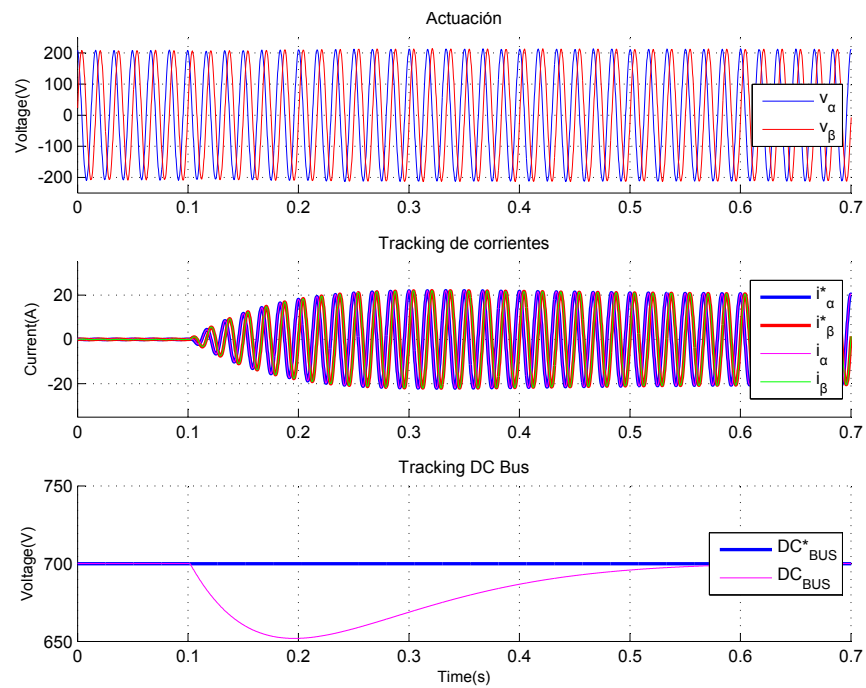
#### 4.1.5. Respuesta ante un cambio de carga, cambio de potencia activa

Se realiza un cambio de potencia de 0 kW a 4.2 kW, y por lo tanto pasamos de no tener carga a tener una carga de  $117\Omega$ , los resultados se pueden ver en la Fig. 4.8 y Fig. 4.9.

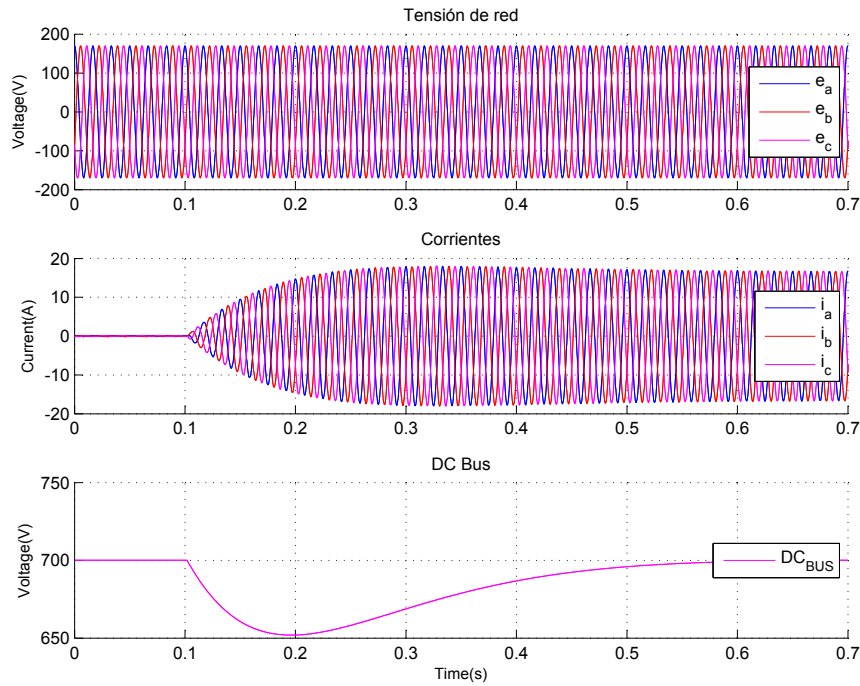
En este caso, se mezclan dos efectos, por un lado el transitorio del control de tensión y por otro lado el control de corriente. Se observa que al exigir potencia por parte de la carga, las referencias de corriente van aumentando lentamente debido a que el controlador



**Figura 4.7:** Simulación: Comportamiento inductivo de la carga en ejes  $\alpha\beta$ .



**Figura 4.8:** Simulación: Respuesta ante un cambio de potencia activa de 0 kW a 4.2 kW en ejes  $\alpha\beta$ .



**Figura 4.9:** Simulación: Respuesta ante un cambio de potencia activa de 0 kW a 4.2 kW en ejes  $abc$ .

de tensión es lento. Por lo tanto, el control de corriente sigue perfectamente las referencias y no existe apenas transitorio. Por esta razón, la actuación no sufre ningún pico.

Las corrientes  $i_{abc}$  y la tensión de red  $e_{abc}$  están en fase, puesto que se está consumiendo potencia activa únicamente.

#### 4.1.6. Respuesta ante un hueco equilibrado en la tensión de red

La tensión de red sufre una caída de un 75 % en todas las fases de una duración de 10 periodos de la señal de red, con potencia activa constante (1.05 kW), se pueden ver los resultados en las Fig. 4.10 y Fig. 4.11 .

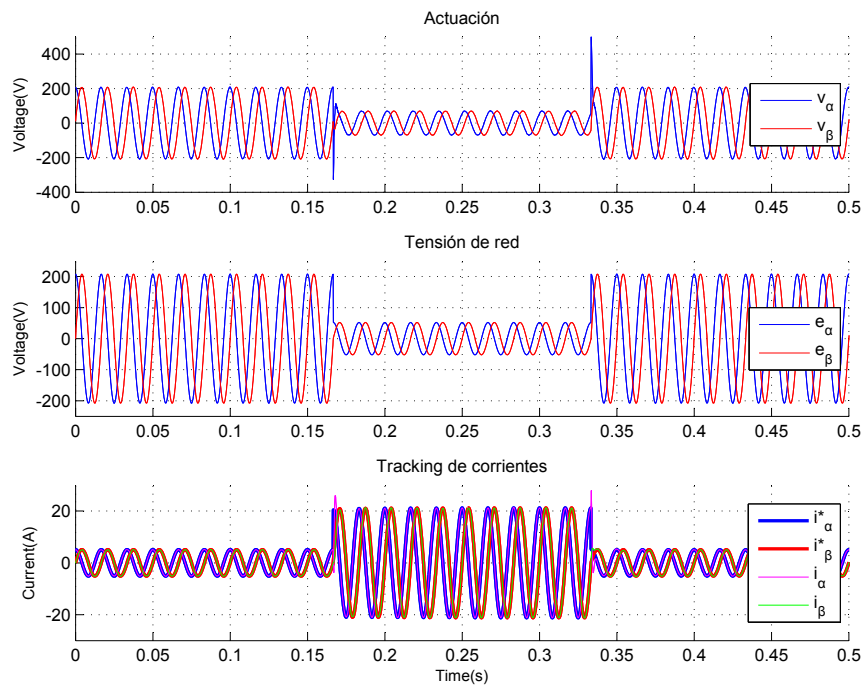
Al ser la potencia constante y caer la tensión se deben aumentar las referencias de corriente y por lo tanto la corriente puesto que el seguimiento es bastante rápido. Se puede observar que el seguimiento de  $i^*_\beta$  se realiza peor, esto se debe a que en el momento que se produce el hueco de tensión  $i_\beta$  está bajando, aun así se establece en aproximadamente 1/4 del periodo de red, lo cual es bastante rápido. Cuando la tensión de red vuelve a su estado inicial, ocurre una situación análoga a la anterior.

Las medidas en ejes  $abc$  son análogas a los resultados obtenidos en ejes  $\alpha\beta$ .

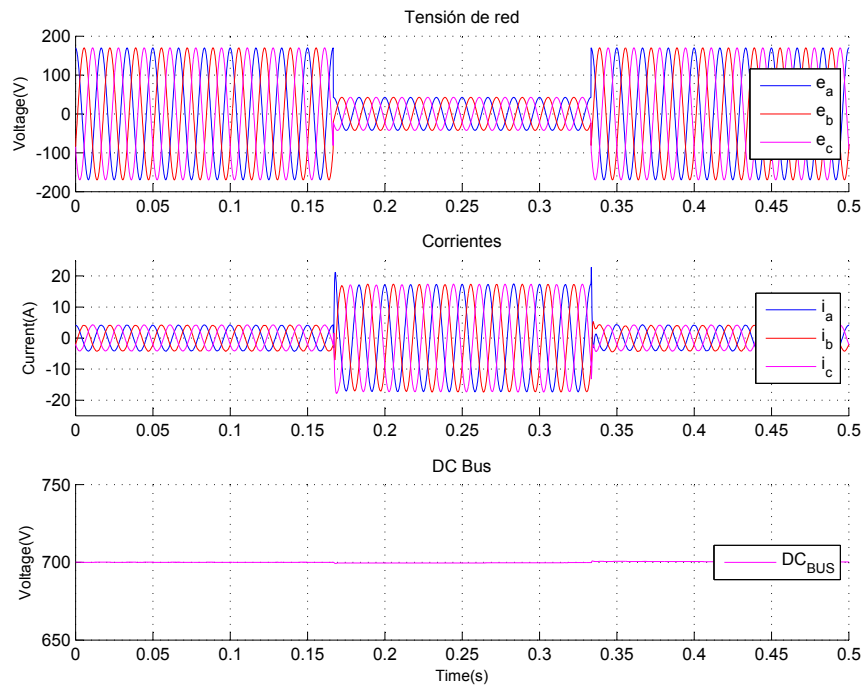
Los picos de tensión de la actuación se deben a que el cambio inicial que se produce en la corriente es relativamente brusco, es necesario para compensar el hueco de tensión. A la hora de hacer esta prueba en la planta real se deberá hacerlo a potencia baja, porque el valor de pico de la corriente está limitada a 30 A y podrían saltar las protecciones.

## 4.2. Experimentos sobre la planta real

Los experimentos se han realizado con el convertidor "Semikronconverter1" que se dispone en el laboratorio. Estos experimentos se han realizado con el DC-BUS controlado,



**Figura 4.10:** Simulación: Respuesta ante un hueco de tensión equilibrado del 75 % en ejes  $\alpha\beta$



**Figura 4.11:** Simulación: Respuesta ante un hueco de tensión equilibrado del 75 % en ejes  $abc$ .

donde el controlador externo ha sido realizado por Jorge Pérez Morales. Las características nominales del convertidor se adjuntan en la tabla 4.2.

$S$	17,5 kVA
$e_{abc}$	120 V
$w_1$	$2\pi 60$
$L$	5,1 mH
$R$	47,4 m $\Omega$
$V_{DC}^*$	700 V
$C_{DC}$	4,7 mF
$R_{DC1}$	117 $\Omega$
$R_{DC2}$	470 $\Omega$
$T_{sw}$	400 $\mu$ s
$T_s$	200 $\mu$ s

**Tabla 4.2:** Características nominales Semikron Converter 1.

A su vez, se pueden observar dos tipos de capturas de datos. Por un lado capturas obtenidas directamente por el osciloscopio y por otro lado se obtienen datos a través de los diferentes sensores del convertidor que pueden ser tratados por programas tipo Matlab. Los resultados obtenidos se detallan a continuación, se ha intentado que las pruebas experimentales sean lo más parecidas a las pruebas realizadas en simulación.

Cabe resaltar, que para todas las pruebas se ha utilizado una secuencia de red positiva ( $e_{abc}$ ) y para la última prueba una secuencia de red negativa ( $e_{acb}$ ). De esta forma, se puede ver una clara ventaja de trabajar en ejes  $\alpha\beta$  con respecto a trabajar en ejes  $dq$ . El controlador de corriente funciona perfectamente con secuencia negativa en la señal de red, sin embargo en ejes  $dq$  no funcionaria. Aunque en el caso del arranque suave si que influye la secuencia de la red aunque se este trabajando en  $\alpha\beta$ , puesto que las condiciones iniciales supuestas a la hora de generar los estados iniciales,  $x(0)$ , y la actuación inicial,  $y(0)$  son diferentes.

### 4.2.1. Arranque

El arranque es una maniobra crítica, antes de empezar a controlar se carga el DC-BUS a la tensión máxima de rectificación que de el puente de diodos en este caso  $\sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot 120$  V. Una vez realizada la precarga, se sube el DC-BUS hasta su valor de referencia de 700V, los resultados se pueden ver en la Fig. 4.12 y Fig. 4.13 .

El arranque que se produce es bastante suave por dos razones. Como se ha visto en la simulación imponer unas condiciones iniciales a los estados y actuación del controlador de corriente hace que el pico inicial sea pequeño. A su vez, al tener un saturador y un anti-windup en el control de tensión hace que las referencias de corriente no sean muy elevadas y no salten las protecciones del controlador.

Una vez cargado el DC-BUS con el valor final, al no tener carga las corrientes deberían de ser cero. Sin embargo, esto no ocurre así porque existen resistencias parásitas, inductancias parásitas y otros aspectos que no se tienen en cuenta.

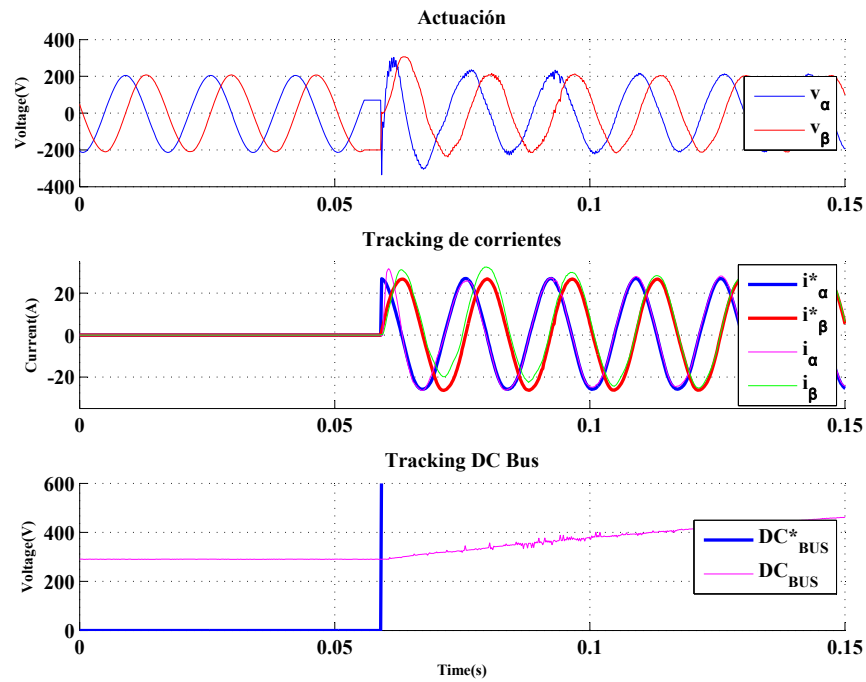


Figura 4.12: Experimentación: Arranque en ejes  $\alpha\beta$ .

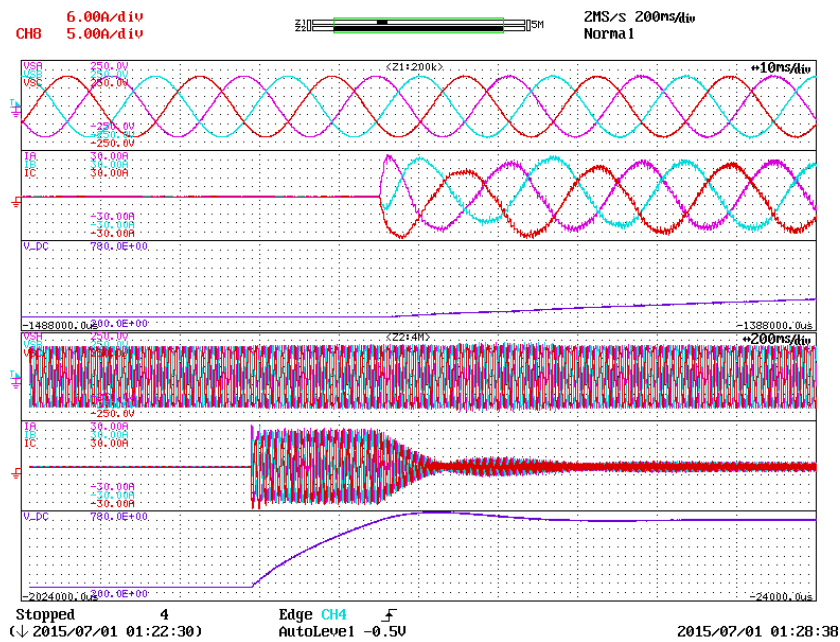
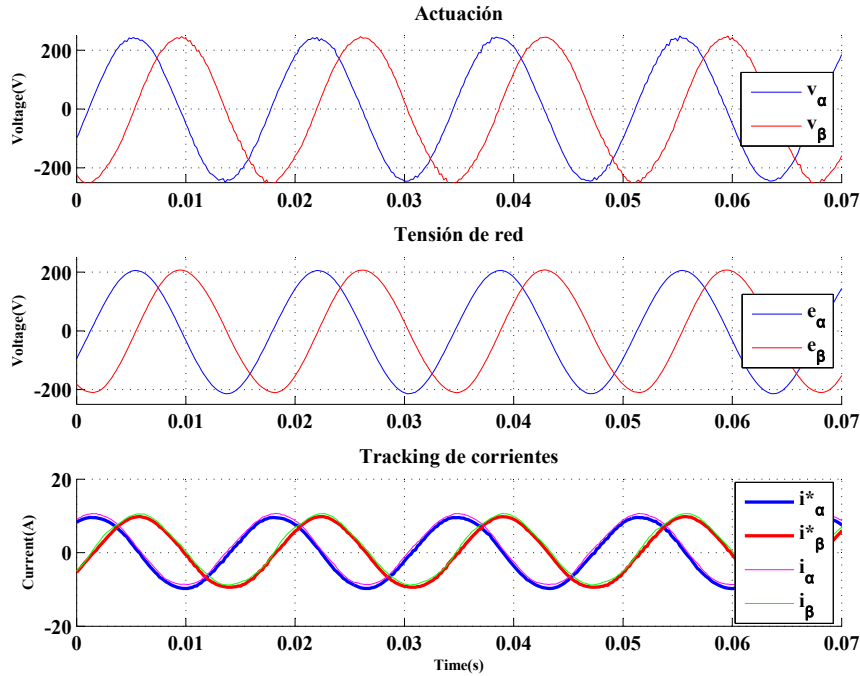


Figura 4.13: Experimentación: Arranque en ejes  $abc$ .

### 4.2.2. Respuesta ante un cambio de potencia reactiva

Estas pruebas se han realizado a potencia activa constante de 1.05 kW, los resultados se muestran en las Fig. 4.14 , Fig. 4.15 y Fig. 4.16 .



**Figura 4.14:** Experimentación: Comportamiento capacitivo de la carga en ejes  $\alpha\beta$ .

Si la corriente esta adelantada con respecto a la red el comportamiento de la carga sera capacitivo siendo la tensión de red más pequeña que la actuación tal y como se puede ver en la Fig. 4.14. Esto implica que “se esta enviando” potencia reactiva a la red.

Si la corriente esta retrasada con respecto a la red el comportamiento de la carga sera inductivo, siendo la tensión de red más grande que la actuación tal y como se puede ver en la Fig. 4.15 .Esto implica que “se esta consumiendo” potencia reactiva a la red.

### 4.2.3. Respuesta ante un cambio de carga, cambio de potencia activa

Se realiza un cambio de potencia de 0 kW a 4.2 kW, y por lo tanto se pasa de no tener carga a tener una carga de 117  $\Omega$ , los resultados se pueden ver en la Fig. 4.17 y Fig. 4.18 .

En este caso, se mezclan dos efectos, por un lado el transitorio del control de tensión y por otro lado el control de corriente. Se observa que al exigir potencia por parte de la carga, las referencias de corriente van aumentando lentamente debido a que el controlador de tensión es lento. Por lo tanto, el control de corriente sigue perfectamente las referencias y no existe apenas transitorio. Por esta razón, la actuación no sufre ningún pico.

Las corrientes  $i_{abc}$  y la tensión de red  $e_{abc}$  están en fase, puesto que se esta consumiendo potencia activa unicamente.

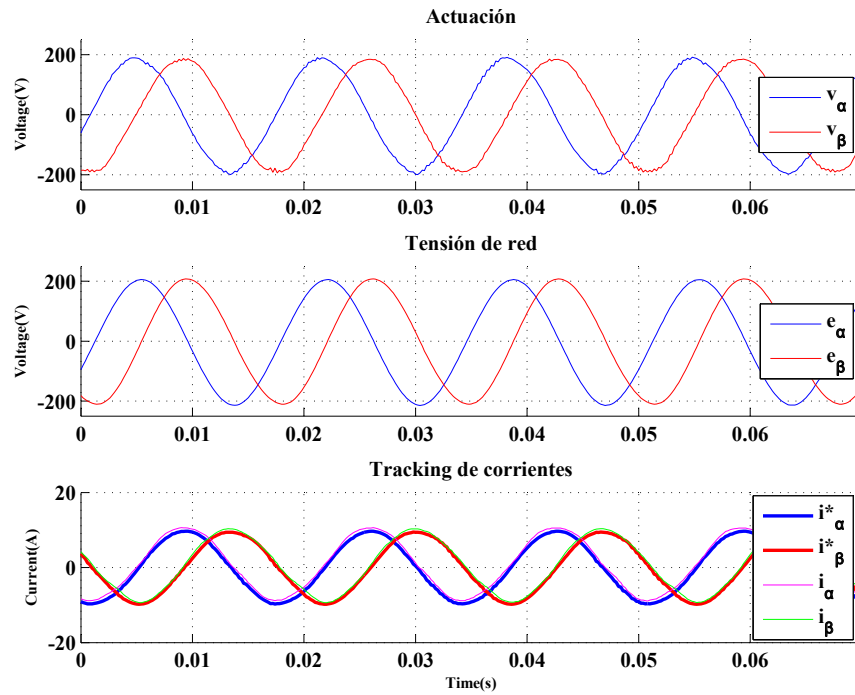


Figura 4.15: Experimentación: Comportamiento inductivo de la carga en ejes  $\alpha\beta$ .

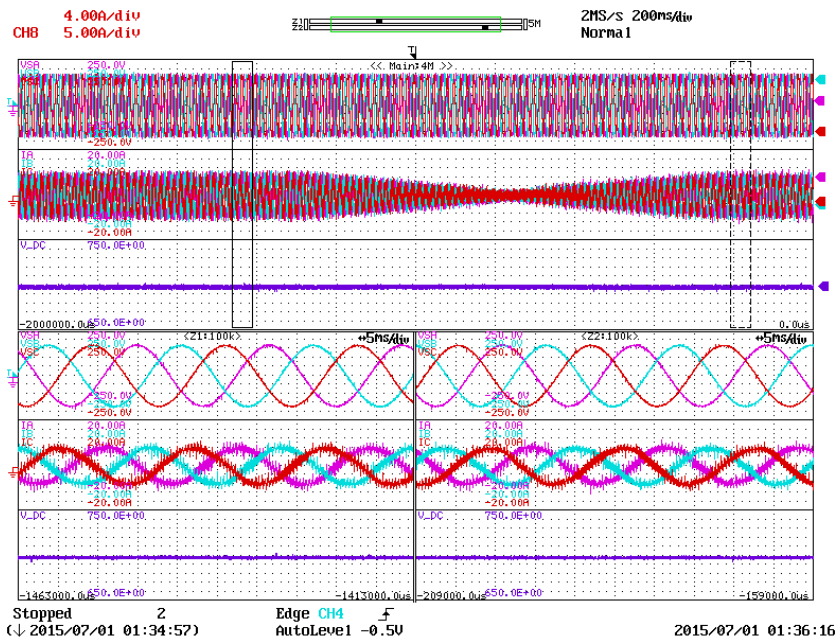


Figura 4.16: Experimentación: Respuesta ante diferentes cambios de potencia reactiva  $abc$ .



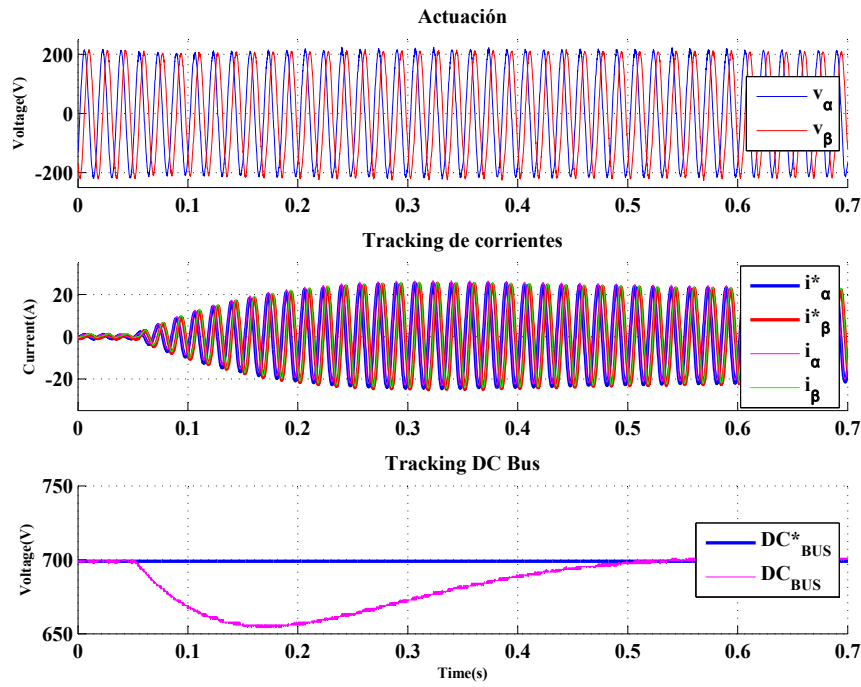


Figura 4.17: Experimentación: Respuesta ante un cambio de potencia activa de 0 kW a 4.2 kW en ejes  $\alpha\beta$ .

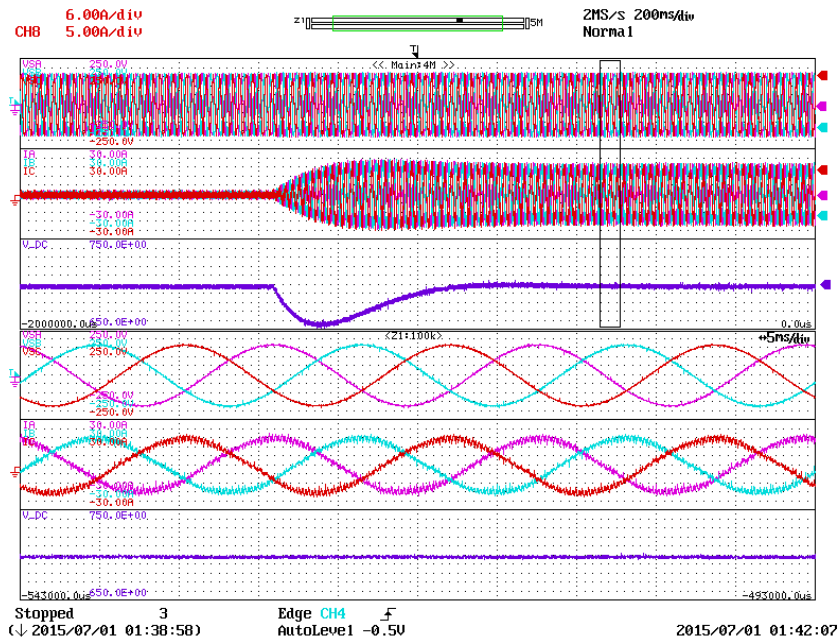
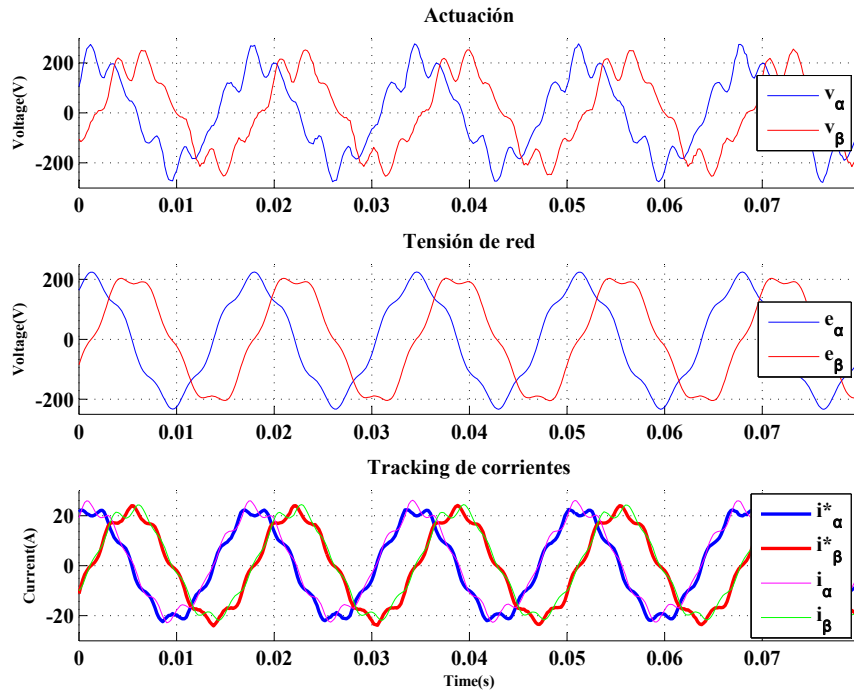


Figura 4.18: Experimentación: Respuesta ante un cambio de potencia activa de 0 kW a 4.2 kW en ejes  $abc$ .

#### 4.2.4. Respuesta ante un quinto armónico en la tensión de red

Ahora la tensión de red tiene un quinto armónico de amplitud igual a una quinta parte de la fundamental en todas sus fases, este hecho suele ser recurrente en tensiones "reales" de red. Los resultados se muestran en las Fig. 4.19 y Fig. 4.20 .



**Figura 4.19:** Experimentación: Respuesta ante un quinto armónico en la red en ejes  $\alpha\beta$ .

En este caso, realmente no se ve bien si el controlador de corriente es capaz de filtrar ese quinto armónico dado que el control de tensión no es capaz de filtrarlo y por eso las referencias de corriente no son sinusoidales. Aunque estas referencias si que son seguidas correctamente por el controlador.

#### 4.2.5. Respuesta ante un hueco equilibrado en la tensión de red. Secuencia negativa

La tensión de red sufre una caída de un 75 % en todas las fases de una duración de 0.15 s con potencia activa constante (1.05 kW), se pueden ver los resultados en las Fig. 4.21 y Fig. 4.22 .

Al ser la potencia constante y caer la tensión se deben aumentar las referencias de corriente y por lo tanto la corriente puesto que el seguimiento es bastante bueno. Se puede observar que el seguimiento de  $i_\beta^*$  se realiza peor, esto se debe a que en el momento que se produce el hueco de tensión  $i_\beta$  esta bajando aun así se establece en aproximadamente 1/4 del periodo de red, lo cual es bastante rápido. Cuando la tensión de red vuelve a su estado inicial, ocurre una situación análoga a la anterior.

Las medidas tomadas por el osciloscopio en ejes  $abc$  son análogas a los resultados obtenidos en ejes  $\alpha\beta$ .

Los picos de tensión de la actuación se deben a que el cambio inicial que se produce en la corriente es relativamente brusco, es necesario para compensar el hueco de tensión.

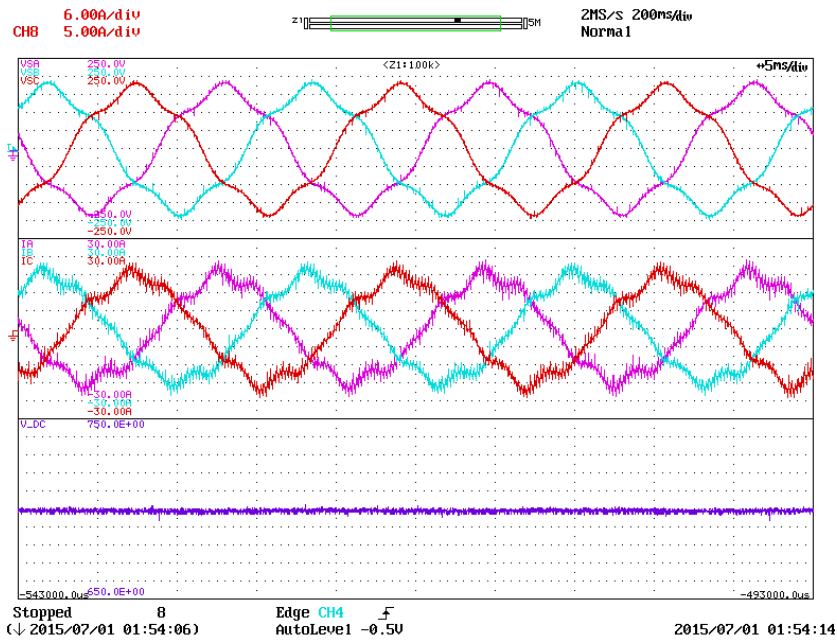


Figura 4.20: Experimentación: Respuesta ante un quinto armónico en la red en ejes  $abc$ .

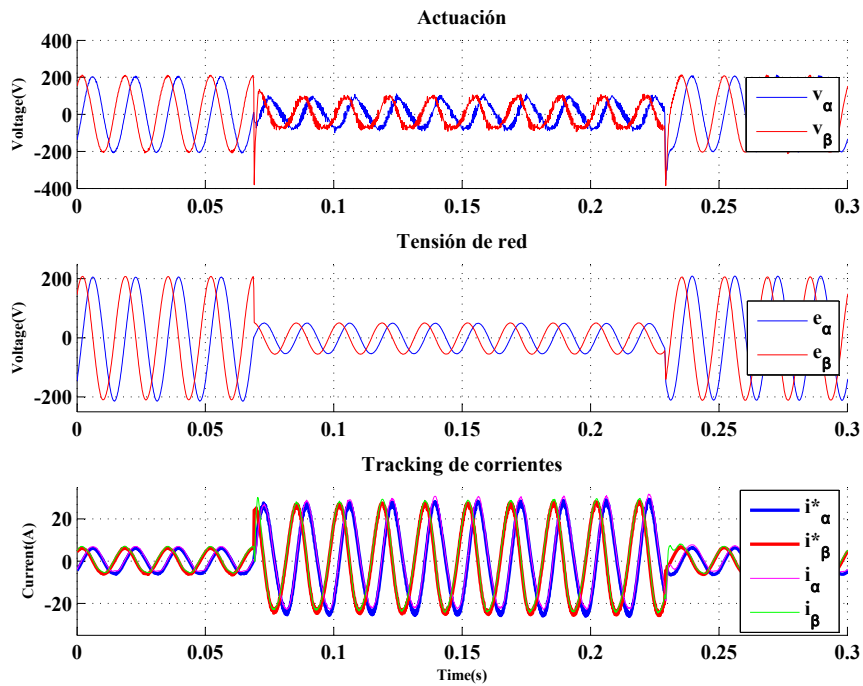
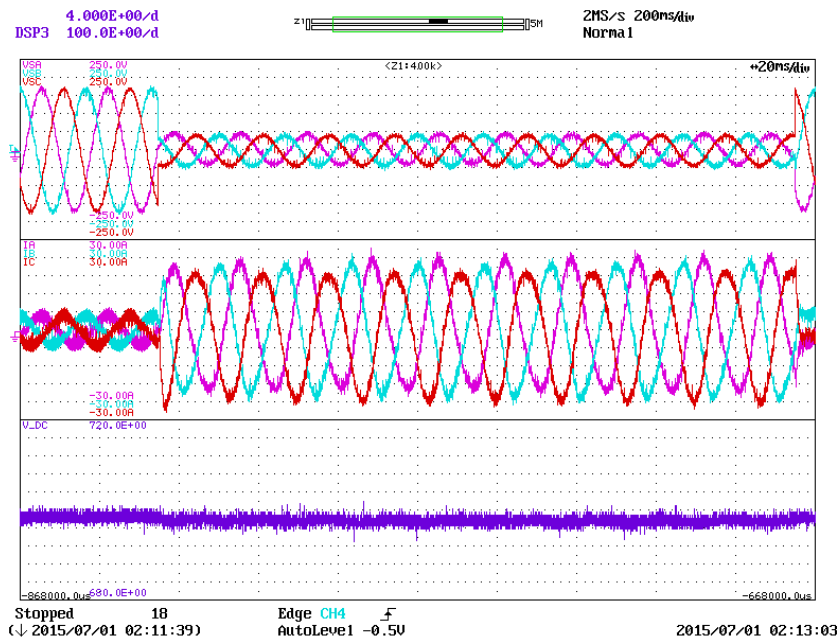


Figura 4.21: Experimentación: Respuesta ante un hueco de tensión equilibrado del 75 % en ejes  $\alpha\beta$  con secuencia negativa en la tensión de red,  $a_{abc}$ .



**Figura 4.22:** *Experimentación: Respuesta ante un hueco de tensión equilibrado del 75 % en ejes abcon secuencia negativa en la tensión de red,  $a_{abc}$ .*

Es importante destacar, que aunque se tenga una secuencia negativa en la señal de red,  $e_\beta$  adelantada con respecto a  $e_\alpha$ , el controlador de corriente (y tensión) funcionan correctamente.

### 4.3. Conclusiones

Se puede concluir, que los **resultados tanto experimentales como en simulación son satisfactorios** y que utilizar la técnica de control QFT es interesante para este tipo de aplicaciones. Además, que concuerden, mayoritariamente, ambos tipos de resultados es positivo porque se puede validar el proceso de simulación.

# Capítulo 5

## Conclusiones y Líneas Futuras

### 5.1. Conclusiones

Se puede concluir, principalmente, que los **resultados tanto experimentales como en simulación son satisfactorios** y que utilizar la técnica de control QFT es interesante para este tipo de aplicaciones. Además, que concuerden, mayoritariamente, ambos tipos de resultados es positivo porque se puede validar el proceso de simulación.

A lo largo del trabajo hemos tenido ciertas dificultades con la toolbox QFTCT dado que, aunque conceptualmente sea interesante tiene varios errores en su programación que no permiten trabajar cómodamente. Pese a que se pueden definir en ella especificaciones diferentes a las típicas con la opción "Defined by user", luego no se traspasan bien a la ventana de diseño haciendo inútil esta opción. Tampoco se cree que esta herramienta sea capaz de transcribir correctamente las especificaciones con resonadores, puesto que cuando la pendiente tiende a infinito los contornos resultantes no son correctos, indicando incluso que en la función de lazo se necesita ganancias bajas en la frecuencia de seguimiento de 60Hz. La definición de la planta también es bastante imprecisa, puesto que no trabaja correctamente con incertidumbres precisas en los parámetros, redondeando su variabilidad en muchas ocasiones y por lo tanto dando como resultado templates erróneos. En definitiva, habrá que buscar otra toolbox de características similares pero sin tantos fallos.

El traspaso de especificaciones DC a especificaciones AC también ha tenido sus peculiaridades. Ciertamente la tesis [Zmood, 2003] ha sido de gran ayuda para realizar las especificaciones de seguimiento del controlador, puesto que si se ha encontrado una transcripción y respuesta clara en el tiempo de establecimiento y sobreimpulso de las diferentes referencias sinusoidales. Sin embargo, en lo que se refiere a especificaciones ante perturbaciones no nos ha sido de ayuda, teniendo que buscar otros métodos para realizarlas.

### 5.2. Líneas futuras

Dados los buenos resultados obtenidos se pueden plantear varias líneas de trabajo futuras para seguir investigando los beneficios de la técnica QFT.

En primer lugar, se podría mejorar la respuesta que tiene el controlador ante perturbaciones de la señal de red, como un quinto armónico. Para ello, habría que aumentar la ganancia del controlador, y por tanto la ganancia de la función en lazo abierto, a las frecuencias donde se den los armónicos que se quieren filtrar.

En segundo lugar, sería interesante realizar también el controlador de tensión con la técnica QFT para mejorar las prestaciones de dicho controlador y por lo tanto del sistema en su conjunto.

En tercer lugar, se podría realizar este mismo proyecto pero aplicado a una topología tipo LCL como filtro de red. Este filtro tiene varias ventajas con respecto al L, la principal es que se logra una mayor atenuación de los armónicos producidos por la conmutación PWM con un menor coste económico dado que las bobinas necesarias son más pequeñas.

En cuarto lugar, explorar las posibilidades de esta técnica en el control de admitancia a la entrada del convertidor, tema fundamental de la tesis que esta realizando Jorge Pérez Morales, podría llegar a ser útil dado que la técnica  $H_\infty$  da como resultado controladores muy robustos, pero lentos y de mucho orden. El orden de un controlador es importante, dado que cuantos más estados se tenga más lento sera el procesamiento de la FPGA-DSP.

En resumen, las posibilidades que se abren ahora son muchas y todas ellas con una aplicación industrial importante.

**Parte V**

**PRESUPUESTO**





# Presupuesto

A continuación se estima el importe de la ejecución del proyecto. Para ello se realizará un estudio dividido en diversos apartados, en los cuales se agrupan los gastos según origen.

## 1. Coste de los materiales

En este apartado se engloba el precio de los diversos equipos empleados para desarrollar el presente trabajo. Describiendo tanto el precio de la parte hardware como el de la parte software. Por último, se hará un pequeño resumen del conjunto de material de oficina utilizado en la realización del proyecto.

- Recursos hardware.

Concepto	Valor
Osciloscopio Yokogawa DL 750	4.610 €
Fuente programable AC Pacific Smartsources 345 AMX	50.000 €
Convertidor Semikron Converter 1	6.000 €
Placa FPGA Spartan XC35S00E más periféricos	310 €
DSP TM320C671x-0	150 €
PC Intel Core i-7	699 €
Total	61.769 €

- Recursos software.

Concepto	Valor
Licencia Matlab	5.995 €
Licencia Windows 7 Professional 64-bit	39,99 €
Total	6.034,99 €

- Recursos oficina.

Concepto	Valor
Material fungible (papel, repuestos, ...)	60 €
Material no fungible	30 €
Total	90 €

Llegados a este punto, se puede realizar el cálculo final del coste que suponen el conjunto de todos los materiales:

Concepto	Valor
Coste material hardware	61.769 €
Coste material software	6.034,99 €
Coste material de oficina	90 €
Total	67.893,99 €

El coste total de los materiales asciende a **sesenta y siete mil ochocientos noventa y tres con noventa y nueve** euros.

## 2. Coste de la mano de obra

La realización de este proyecto ha sido llevada a cabo por las siguientes personas:

- Un graduado en ingeniería electrónica y automática industrial. Redactor y director del proyecto.

Concepto	Valor
Coste por hora	44,50 €/hora
Total de horas empleadas	220 horas
Total	9.790 €

- Un mecanógrafo. Encargado del mecanografiado del proyecto.

Concepto	Valor
Coste por hora	20,50 €/hora
Total de horas empleadas	80 horas
Total	1.640 €

El coste total de la mano de obra asciende a **once mil cuatrocientos treinta** euros.

## 3. Presupuesto de ejecución de material

Es la suma total de los importes del coste material y de la mano de obra.

Concepto	Valor
Coste total del material	67.893,99 €
Coste total de la mano de obra	11.430 €
Total	79.323,99 €

El presupuesto total de ejecución material asciende a la cantidad de **setenta y nueve mil trescientos veintitrés con noventa y nueve** euros. En este caso, el proyecto tendrá una coste total de **noventa y cinco mil novecientos ochenta y dos euros** (95.982 €) teniendo una carga impositiva del 21 % por el IVA.

# Parte VI

## ANEXOS



# Apéndice A

## Función: generate\_qft\_cont

```
function generate_qft_cont(A_K, B_K, C_K, D_K, X_K_0, Y_K_0, nombre_archivo,
version)
nombre_archivo_c = sprintf('%s.c', nombre_archivo);
nombre_archivo_h = sprintf('%s.h', nombre_archivo);
tipo_dato='float';
funcion_multiplicacion='matrix_mul_vector';

%Formato para definicion de matrices
formato_inter=' %18.16f,';
formato_final=' %18.16f}';
formato_final_define=' %18.16f}';
%% Archivo C
hora=clock;
f1=fopen(nombre_archivo_c, 'w');

%%Cabecera
fprintf(f1, '/*\n * QFT Controller. Jose Manuel del Toro.\n');
fprintf(f1, ' * Automatically generated by generate_hinf_cont.m on:
%d- %d- %d   %d: %2d\n', hora(3), hora(2), hora(1), hora(4), hora(5));
fprintf(f1, ' * Version del controlador: %s*/\n', version);

fprintf(f1, '\n');

fprintf(f1, '#include <stdio.h>\n');
fprintf(f1, '#include <stdlib.h>\n');
fprintf(f1, '#include <cs1.h>\n');
fprintf(f1, '#include <cs1_irq.h>\n');
fprintf(f1, '#include <math.h>\n');
fprintf(f1, '#include <log.h>\n');
fprintf(f1, '#include <std.h>\n');

fprintf(f1, '#include "vectorialControllerVsc1.h"\n');
fprintf(f1, '#include "generaldefs.h"\n');
fprintf(f1, '#include "%s"\n', nombre_archivo_h);
fprintf(f1, '#include "states.h"\n'); %Define estados del controlador
fprintf(f1, '#include "matrix_operations.h"\n');

fprintf(f1, '#include "protocol.h"//Para tener los indices de las consignas\n');
fprintf(f1, '\n');
fprintf(f1, '#include "sineCosineTable.h"\n');
```

```

%%Defines de dimensiones

size_B_K=size(B_K);
size_D_K=size(D_K);
n_states_K=size_B_K(1);
n_inputs_K=size_B_K(2);
n_outputs_K=size_D_K(1);

% Comprobacion por seguridad
if (size_B_K(2)~= size_D_K(2))
fprintf(f1,'ERROR EN LOS DATOS\n\n');
return;
end

%%Variables globales (Vectores de estado)

%Vector X_K inicial
fprintf(f1,'\n');
fprintf(f1,'\n');
fprintf(f1, 'static float X_K[ %d]={',n_states_K);
for row=[1:n_states_K]
if (row==n_states_K)
fprintf(f1,formato_final,X_K_0(row));
else
fprintf(f1,formato_inter,X_K_0(row));
end
end
fprintf(f1,'\n');
fprintf(f1, 'float x_init[ %d]={',n_states_K);
for row=[1:n_states_K]
if (row==n_states_K)
fprintf(f1,formato_final,X_K_0(row));
else
fprintf(f1,formato_inter,X_K_0(row));
end
end
fprintf(f1,'\n');

%Vector Y_K inicial
fprintf(f1,'\n');
fprintf(f1,'\n');
fprintf(f1,'// %s u_ab0[ %d]={',tipo_dato,2);
for row=[1:2]
if (row==2)
fprintf(f1,formato_final,Y_K_0(row));
else
fprintf(f1,formato_inter,Y_K_0(row));
end
end
fprintf(f1,'\n');

% Matriz A_K
fprintf(f1,'\n');
fprintf(f1, '%s A_K[ %d]={\n',tipo_dato,n_states_K^2);
for row=[1:n_states_K]

```

---

```

for col=[1:n_states_K]
if (row==n_states_K && col==n_states_K)
fprintf(f1,formato_final,A_K(row,col));
else
fprintf(f1,formato_inter,A_K(row,col));
end
end
fprintf(f1,'\n');
end

%Matrix B_K
fprintf(f1,'\n');
fprintf(f1,'\n');
fprintf(f1, '%s B_K[%d]={\n',tipo_dato,n_states_K*n_inputs_K);
for row=[1:n_states_K]
for col=[1:n_inputs_K]
if (row==n_states_K && col==n_inputs_K)
fprintf(f1,formato_final,B_K(row,col));
else
fprintf(f1,formato_inter,B_K(row,col));
end
end
fprintf(f1,'\n');
end

%Matrix C_K
fprintf(f1,'\n');
fprintf(f1,'\n');
fprintf(f1, '%s C_K[%d]={\n',tipo_dato,n_outputs_K*n_states_K);
for row=[1:n_outputs_K]
for col=[1:n_states_K]
if (row==n_outputs_K && col==n_states_K)
fprintf(f1,formato_final,C_K(row,col));
else
fprintf(f1,formato_inter,C_K(row,col));
end
end
fprintf(f1,'\n');
end

%Matrix D_K
fprintf(f1,'\n');
fprintf(f1,'\n');
fprintf(f1, '%s D_K[%d]={\n',tipo_dato,n_outputs_K*n_inputs_K);
for row=[1:n_outputs_K]
for col=[1:n_inputs_K]
if (row==n_outputs_K && col==n_inputs_K)
fprintf(f1,formato_final,D_K(row,col));
else
fprintf(f1,formato_inter,D_K(row,col));
end
end
fprintf(f1,'\n');
end

fprintf(f1,'\n');

fprintf(f1, '%s U_K[N_INPUTS_K_HINF];\n',tipo_dato);

```

```

fprintf(f1, '%s Y_K[N_OUTPUTS_K_HINF];\n', tipo_dato);

fprintf(f1, '%s Y_K_pre_1[N_OUTPUTS_K_HINF];\n', tipo_dato);
fprintf(f1, '%s Y_K_pre_2[N_OUTPUTS_K_HINF];\n', tipo_dato);
fprintf(f1, '%s X_K_pre_1[N_STATES_K_HINF];\n', tipo_dato);
fprintf(f1, '%s X_K_pre_2[N_STATES_K_HINF];\n', tipo_dato);

%Empieza la funcion
fprintf(f1, '\n');
fprintf(f1, 'void hinf(Vsc1Struct * vsc1)\n');
fprintf(f1, '{\n');
    fprintf(f1, '    int i;\n');
    fprintf(f1, '    float ia;float ib;float ic;\n');
    fprintf(f1, '\n');
    fprintf(f1, '    // Transformacion corriente medida abc-->ab\n');
    fprintf(f1, '    ia = vsc1->dat[I2A];\n');
    fprintf(f1, '    ib = vsc1->dat[I2B];\n');
    fprintf(f1, '    ic = vsc1->dat[I2C];\n');
    fprintf(f1, '    abc2alphaBeta(ia,ib,ic,vsc1->iab);\n');
    fprintf(f1, '\n');
    fprintf(f1, '    /*\n');
    fprintf(f1, '        * Asignar entradas al controlador\n');
    fprintf(f1, '    [vs(ab);i_ref(ab);i(ab)]\n');
    fprintf(f1, '        */\n');

    fprintf(f1, '    U_K[0]=-vsc1->iab_ref[0];\n');
    fprintf(f1, '    U_K[1]=vsc1->iab[0];\n');
    fprintf(f1, '    U_K[2]=vsc1->dat[EALPHA];\n');
    fprintf(f1, '    U_K[3]=-vsc1->iab_ref[1];\n');
    fprintf(f1, '    U_K[4]=vsc1->iab[1];\n');
    fprintf(f1, '    U_K[5]=vsc1->dat[EBETA];\n');
    fprintf(f1, '\n');

    fprintf(f1, '    /*\n');
    fprintf(f1, '        * FASE DE CALCULO DE VECTORES DE SALIDA\n');
    fprintf(f1, '    */\n');
    fprintf(f1, '    // Y_K=C_K*X_K + D_K*U_K\n');
    fprintf(f1, '    matrix_mul_vector(C_K,\n');
    fprintf(f1, '    N_OUTPUTS_K_HINF,N_STATES_K_HINF, X_K,Y_K_pre_1);\n');
    fprintf(f1, '    matrix_mul_vector(D_K,\n');
    fprintf(f1, '    N_OUTPUTS_K_HINF,N_INPUTS_K_HINF, U_K,Y_K_pre_2);\n');
    fprintf(f1, '    for (i=0;i<N_OUTPUTS_K_HINF;i++)\n');
    fprintf(f1, '        Y_K[i]=Y_K_pre_1[i]+Y_K_pre_2[i];\n');
    fprintf(f1, '    vsc1->uab[0]=Y_K[0];\n');
    fprintf(f1, '    vsc1->uab[1]=Y_K[1];\n');
    fprintf(f1, '\n');
    fprintf(f1, '    /*\n');
    fprintf(f1, '        * FASE DE CALCULO DE VECTORES DE ESTADOS PARA k+1\n');
    fprintf(f1, '    */\n');
    fprintf(f1, '    //X_[k+1]=A_K*X_K + B_K*U_K\n');
    fprintf(f1, '    matrix_mul_vector(A_K,N_STATES_K_HINF,\n');
    fprintf(f1, '    N_STATES_K_HINF, X_K,X_K_pre_1);\n');
    fprintf(f1, '    matrix_mul_vector(B_K,N_STATES_K_HINF,\n');
    fprintf(f1, '    N_INPUTS_K_HINF, U_K,X_K_pre_2);\n');
    fprintf(f1, '    for (i=0;i<N_STATES_K_HINF;i++)\n');
    fprintf(f1, '        X_K[i]=X_K_pre_1[i]+X_K_pre_2[i];\n');
    fprintf(f1, '    }\n');
fprintf(f1, '\n');

```



---

```

fprintf(f1, '\n');
fprintf(f1, 'void hinf_reset(float * dat)\n');
fprintf(f1, '{\n');
    fprintf(f1, 'int i=0;\n');
    fprintf(f1, '\n');
    fprintf(f1, 'for (i=0;i<N_STATES_K_HINF;i++)\n');
    fprintf(f1, '    X_K[i]=x_init[i];\n');
    fprintf(f1, '}\n');
fclose(f1);
%% Archivo H
hora=clock;
f2=fopen(nombre_archivo_h, 'w');

fprintf(f2, '/*\n * Archivo H de QFT controller. Jose Manuel del Toro.\n');
fprintf(f2, ' * Automatically generated by generate_hinf_cont.m on:
%d- %d- %d   %d: %2d\n', hora(3), hora(2), hora(1), hora(4), hora(5));
fprintf(f2, ' * Version del controlador: %s*/\n', version);
fprintf(f2, '\n');
fprintf(f2, '#ifndef _HINF_SIM_H\n');
fprintf(f2, '#define _HINF_SIM_H\n');
fprintf(f2, '#endif\n');

fprintf(f2, '\n');
fprintf(f2, '#define N_STATES_K_HINF %d\n', n_states_K);
fprintf(f2, '#define N_INPUTS_K_HINF %d\n', n_inputs_K);
fprintf(f2, '#define N_OUTPUTS_K_HINF %d\n', n_outputs_K);
fprintf(f2, '\n');

fprintf(f2, '\n');
fprintf(f2, 'void hinf(Vsc1Struct * vsc1);\n');
fprintf(f2, 'void lazo_externo(Vsc1Struct * vsc1);\n');
fprintf(f2, 'void calculo_irefab(Vsc1Struct * vsc1);\n');
fprintf(f2, 'void hinf_reset(float * dat);\n');
fprintf(f2, 'void lazo_externo_reset(float * dat);\n');

fclose(f2);

```



# Apéndice B

## Código: qft.c

```
*
* QFT Controller. Jose Manuel del Toro.
* Automatically generated by generate_qft_cont.m on: 30-6-2015 17:19
* Version del controlador: Funciona 1.0*/

#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include <csl.h>
#include <csl_irq.h>
#include <math.h>
#include <log.h>
#include <std.h>
#include "vectorialControllerVsc1.h"
#include "generaldefs.h"
#include "QFT.h"
#include "states.h"
#include "matrix_operations.h"
#include "protocol.h"           //Para tener los indices de las consignas

#include "sineCosineTable.h"

static float X_K[10]={ 1322.9400718599916, 2074.3459937814405, 1491.9504647378328,
902.00114952380648, 153.93272548459674, -3812.3569446183292, -7792.216825090497,
-7916.0451756439652, -7995.5572824222618, -4015.1266448479337};

float x_init[10]={ 1322.9400718599916, 2074.3459937814405, 1491.95046473783280,
902.00114952380648, 153.93272548459674, -3812.3569446183292,
-7792.216825090497, -7916.0451756439652, -7995.5572824222618, -4015.1266448479337};

float A_K[100]={
1.2794815604912850, 0.6243544600887510, -0.8760240788596903, -0.19103125206668,
0.6042882757546642, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 2.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 1.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
```

```

0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
1.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.5000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 1.2794815604912850,
0.6243544600887510, -0.8760240788596903, -0.1910312520666896, 0.60428827575466,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 2.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
1.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 1.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.5000000000000000, 0.0000000000000000};

```

```

float B_K[60]={
8.0000000000000000, -8.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, -0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, -0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, -0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, -0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 8.0000000000000000, -8.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
-0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, -0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
-0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, -0.0000000000000000, 0.0000000000000000};

```

```

float C_K[20]={
-1.3153773568265095, 1.3692390153721288, 0.0251932099566829, -1.5349417693873804,
1.5927084318367506, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, -1.3153773568265095,
1.3692390153721288, 0.0251932099566829, -1.5349417693873804, 1.5927084318367506};

```

```

float D_K[12]={
19.8924032904883640, -19.8924032904883640, 1.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000, 0.0000000000000000,
0.0000000000000000, 19.8924032904883640, -19.8924032904883640, 1.0000000000000000};

```

```

float U_K[N_INPUTS_K_HINF];
float Y_K[N_OUTPUTS_K_HINF];
float Y_K_pre_1[N_OUTPUTS_K_HINF];
float Y_K_pre_2[N_OUTPUTS_K_HINF];
float X_K_pre_1[N_STATES_K_HINF];
float X_K_pre_2[N_STATES_K_HINF];

```

```

void hinf(VsclStruct * vscl)
{
    int i;
    float ia,float ib,float ic;

    // Transformacion corriente medida abc-->ab
    ia = vscl->dat[I2A];
    ib = vscl->dat[I2B];
    ic = vscl->dat[I2C];
    abc2alphaBeta(ia,ib,ic,vscl->iab);

    /*
    * Asignar entradas al controlador [vs(ab);i_ref(ab);i(ab)]
    */
    U_K[0]=-vscl->iab_ref[0];
    U_K[1]=vscl->iab[0];
    U_K[2]=vscl->dat[EALPHA];
    U_K[3]=-vscl->iab_ref[1];
    U_K[4]=vscl->iab[1];
    U_K[5]=vscl->dat[EBETA];

    /*
    *   FASE DE CALCULO DE VECTORES DE SALIDA
    */
    // Y_K=C_K*X_K + D_K*U_K
    matrix_mul_vector(C_K, N_OUTPUTS_K_HINF,N_STATES_K_HINF, X_K,Y_K_pre_1);
    matrix_mul_vector(D_K, N_OUTPUTS_K_HINF,N_INPUTS_K_HINF, U_K,Y_K_pre_2);
    for (i=0;i<N_OUTPUTS_K_HINF;i++)
        Y_K[i]=Y_K_pre_1[i]+Y_K_pre_2[i];
    vscl->uab[0]=Y_K[0];
    vscl->uab[1]=Y_K[1];

    /*
    *   FASE DE CALCULO DE VECTORES DE ESTADOS PARA k+1
    */
    //X_[k+1]=A_K*X_K + B_K*U_K
    matrix_mul_vector(A_K,N_STATES_K_HINF, N_STATES_K_HINF, X_K,X_K_pre_1);
    matrix_mul_vector(B_K,N_STATES_K_HINF, N_INPUTS_K_HINF, U_K,X_K_pre_2);
    for (i=0;i<N_STATES_K_HINF;i++)
        X_K[i]=X_K_pre_1[i]+X_K_pre_2[i];
}

void hinf_reset(float * dat)
{
    int i=0;

    for (i=0;i<N_STATES_K_HINF;i++)
        X_K[i]=x_init[i];
}

```



# Apéndice C

## Código: qft.h

```
/*
 * Archivo H de QFT controller. Jose Manuel del Toro.
 * Automatically generated by generate_qft_cont.m on: 30-6-2015 17:19
 * Version del controlador: Funciona 1.0*/

#ifndef _HINF_SIM_H_
#define _HINF_SIM_H_
#endif

#define N_STATES_K_HINF 10
#define N_INPUTS_K_HINF 6
#define N_OUTPUTS_K_HINF 2

void hinf(VsclStruct * vscl);
void lazo_externo(VsclStruct * vscl);
void calculo_irefab(VsclStruct * vscl);
void hinf_reset(float * dat);
void lazo_externo_reset(float * dat);
```





**Parte VII**  
**BIBLIOGRAFÍA**



# Bibliografía

- [CES, ] Cesc toolbox. <http://cesc.case.edu/OurQFTCT.htm>. Accessed: 2014-12-10.
- [CIE, ] Energías renovables: Situación actual. [http://www.energiasrenovables.ciemat.es/suplementos/sit\\_actual\\_renovables/renovables.htm](http://www.energiasrenovables.ciemat.es/suplementos/sit_actual_renovables/renovables.htm). Accessed: 2015-06-20.
- [Akagi, 2007] Akagi, Watanabe, . A. (2007). *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. Institute of Electrical and Electronics Engineers.
- [Doyle et al., 2013] Doyle, J. C., Francis, B. A., and Tannenbaum, A. R. (2013). *Feedback control theory*. Courier Corporation.
- [Horowitz, 1982] Horowitz, I. (1982). Quantitative feedback theory. *IEEE Proceedings D (Control Theory and Applications)*, 129(6):215–226.
- [Houpis et al., 2005] Houpis, C. H., Rasmussen, S. J., and Garcia-Sanz, M. (2005). *Quantitative feedback theory: fundamentals and applications*. CRC Press.
- [Krause et al., 2013] Krause, P. C., Wasynczuk, O., Sudhoff, S. D., and Pekarek, S. (2013). *Analysis of electric machinery and drive systems*, volume 75. John Wiley & Sons.
- [Mohan and Undeland, 2007] Mohan, N. and Undeland, T. M. (2007). *Power electronics: converters, applications, and design*. John Wiley & Sons.
- [Ogata, 2009] Ogata, K. (2009). *Modern Control Engineering*. Pretince Hall.
- [Sidi, 2001] Sidi, M. J. (2001). *Design of Robust Control Systems: From classical to modern practical approaches*. Krieger Publishing Company.
- [Zmood, 2003] Zmood, D. N. (2003). *A systematic development of improved linear regulators for sinusoidal power converters*. PhD thesis, Monash University.





Universidad de Alcalá  
Escuela Politécnica Superior



ESCUELA POLITECNICA  
SUPERIOR



Universidad  
de Alcalá